TV
l'antenna
ANNO XLI - 1969 - Abb. Postale - Gruppo III
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
5
LIRE 500

ATTENZIONE ALLE IMITAZIONI!!!

PRESENTAZIONE DI UNA NUOVA SERIE CARTRIDGE AD ALTA FEDELTÀ

Studiate con la massima costanza di angolazione *TRACKABILITY* il più importante progresso nella riproduzione del suono, sin dall'avvento della stereofonia

V-15 TYPE II

SUPER-TRACK™

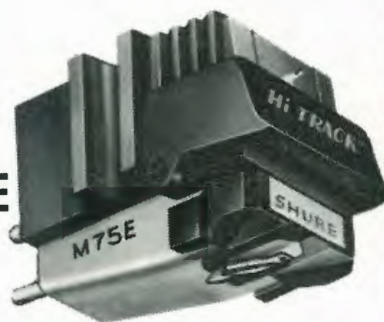
CARTRIDGE

La testina magnetica SUPER-TRACK V-15 tipo II, radicalmente nuova segna una nuova epoca nelle prestazioni delle testine a cartuccia... l'era di una perfetta costanza di angolazione. Grazie a ciò, qualsiasi disco fornisce un suono migliore e più fedele, e — in pratica — è come ascoltare per la prima volta alcune registrazioni, lette con una minima pressione di contatto, senza distorsione! Per apprezzarne le qualità, basta udire una sola volta un disco riprodotto con questa cartuccia, che ha già stabilito un nuovo standard tra gli audiofili ed i critici di maggior grido. Lo stilo ellittico bi-radiale segue il solco con una pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi.

M75E

HI-TRACK

CARTRIDGE

Le migliori prerogative di funzionamento, con un prezzo modesto

Deriva dalla nuova generazione di cartucce che forniscono la massima costanza di lettura, ed un suono esente da distorsioni, anche durante la riproduzione di dischi a solco di difficile lettura. Il costo di questa testina è sorprendentemente esiguo. Lo stilo ellittico bi-radiale esercita una pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi. Munito di stilo M75-6 a struttura conica, da 0,0132 millimetri. Si presta particolarmente all'impiego nei vecchi tipi di giradischi, funzionanti con pressioni comprese tra 1,5 e 3 grammi. È previsto anche il modello M75G, per cambiadischi speciali di tipo Dual. Anche in questo modello lo stilo è di struttura conica da 0,0132 millimetri, e funziona con pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi.

SHURE M55E

TUTTE LE PREROGATIVE PIÙ AUSPICABILI

Caratteristiche di funzionamento professionali con un costo modesto. Munita di stilo di diamante ellittico bi-radiale, funzionante con angolazione di 15 gradi, per eliminare qualsiasi traccia di distorsione armonica e intermodulazione e attrito. Apporta un vero e proprio miglioramento alla fedeltà sonora dell'impianto di amplificazione, sia in applicazioni stereo, sia in impianti monotonici. Funziona con pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi. Rappresenta la scelta migliore da parte dell'appassionato di alta fedeltà che desidera ottenere un'eccellente riproduzione con minima spesa.

QUESTE TESTINE

CONSENTONO LA MIGLIORE QUALITÀ DI RIPRODUZIONE SONORA CON UN COSTO LIMITATO

Rappresentante generale per l'Italia

20129 MILANO - V.le Premuda, 38A

Telefono 795.762 - 795.763 - 780.730

SHURE M44 SERIES

I modelli economici che dettano legge

La serie M44 è costituita da testine i cui valori estremamente bassi della distorsione armonica e per intermodulazione, unitamente all'eccellente separazione tra i canali, determina un effetto stereofonico superlativo. Lo stilo è di tipo rientrante.
Mod. M44-5 con stilo da 0,0127 millimetri, funzionante con pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi • Mod. M44-7 con stilo da 0,0177 millimetri, per pressioni comprese tra 1,5 e 3 grammi • M44C con stilo da 0,0177 millimetri, per pressioni comprese tra 3 e 5 grammi • Mod. M44E, con stilo da 0,0101 x 0,0177 millimetri ellittico bi-radiale, per pressioni comprese tra 1,75 e 4 grammi • Mod. M44G, con stilo da 0,0132 millimetri, per pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi.

5

dott. ing. Alessandro Banfi

Contestazione

Oggi, che è di prammatica la « protesta », o con parola ormai abusata la « contestazione », ci inseriamo anche noi in questo dilagante processo ai costumi tradizionali.

Non si tratta però di « contestazione globale », nella quale purtroppo ci capita frequentemente di imbatterci, bensì di qualche « contestazione » particolare, relativa alle attuali situazioni radio-televisive.

Incomincio subito. Da oltre un secolo l'Italia è stata internazionalmente caratterizzata come un Paese canoro. Il simbolo dell'Italia era un cantante col mandolino: la canzonetta era l'emblema italiano. Abbiamo cercato in varie riprese di scrollarci di dosso questa tradizione di gente poco attiva e godereccia, e ci eravamo quasi riusciti, se non fosse arrivato in quest'ultimo ventennio il « boom » della canzone e dei cantanti, lanciati e rilanciati dalla radio e dalla TV.

Ma se il fenomeno musicale della canzone moderna dilagante è di aspetto internazionale, ciò che ci lascia alquanto perplessi è il constatare che solo in Italia la cosa è presa sul serio, come importantissima, ed interessa impegnativamente decine di milioni di popolazione.

Non così accade all'estero, ove la canzone, pur trovando un certo apprezzamento, è però considerata come un semplice ed occasionale svago musicale senza mai giungere a certi fanatismi italiani per cantanti e canzoni.

E la riprova di tale situazione ci è stata data dall'esito infelice ed umiliante per noi, dei vari « festival » della canzone italiana svoltisi all'estero, ove il pubblico anche numeroso, pur dimostrandosi momentaneamente interessato, non aveva manifestato alcun entusiasmo, nè tanto meno la passione morbosa del pubblico italiano a consimili manifestazioni.

Occorre riconoscere che a creare quest'atmosfera di fanatismo canzonettistico, ha purtroppo contribuito non poco la radio e la TV coi suoi programmi di canzoni a valanga, forse per accontentare i gusti non molto elevati della maggioranza del nostro pubblico.

Ed è proprio questa inflazione di canzoni con relativa esibizione di cantanti, l'oggetto della nostra contestazione attuale, che per essere positiva propone in alternativa un rilancio giudizioso di trasmissioni di spettacoli musicali di ottima qualità onde contribuire all'educazione spirituale (e ce n'è proprio bisogno) del nostro pubblico più sprovveduto.

Un recente festival di canzoni svoltosi in Svizzera a Lugano, ma organizzato da italiani, ha tentato di internazionalizzare la manifestazione, senza però riuscire a sollevare quell'interesse che ci si aspettava. Ma ormai è una opinione radicata: l'Italia è la Mecca della canzone.

Sta proprio a noi ora, sfatare quella vecchia leggenda dell'italiano canzoniere col mandolino.

A.

Gerardo Carlucci

Tracciamento delle curve caratteristiche di componenti attivi*

Parte seconda

6. - CURVE DEL II QUADRANTE

Proseguendo nell'esame dei circuiti pratici, nella fig. 17 è riportato il circuito che permette di ottenere le curve del II quadrante, utilizzando praticamente gli stessi componenti adoperati precedentemente. È importante ricordare che la pendenza di tali curve (in verità sono sempre molto simili a segmenti di retta) esprime il rapporto di amplificazione di corrente. Misure quantitative sono ovviamente possibili (tenendo presente che questa volta in ascissa sono riportati i valori di *Ib*), in base alle considerazioni precedenti. Poichè evidentemente l'angolo α fra l'asse *X* ed li segmento ottenuto varia in relazione anche al rapporto fra le sensibilità degli amplificatori *X* ed *Y*, verrà tenuto presente anche che tale pendenza va considerata come il rapporto:

$$\frac{\Delta Ic}{\Delta Ib} = \text{tg}\,\alpha$$

Per calibrare l'asse *X* si tenga presente che è

$$Ib = \frac{Vpuls. - Vbe}{(Ra) + R_1 + P}$$

e che *Ib* max. corrisponde alla massima elongazione della traccia, secondo la componente orizzontale. Va notato che a rigore la tensione inviata all'ingresso *X* non è costantemente proporzionale a *Ib*, in quanto il valore di *Vbe* non risulta costante al variare di *Ib* stessa Tuttavia l'errore è trascurabile, a causa della esiguità delle variazioni di *Vbe*.

Due diagrammi sono riportati nelle fig. 18 e 19, per transistori BC 107 e AC 107. Ogni immagine è il risultato di una doppia esposizione, per distinti valori di *Vce*: come è noto il guadagno di corrente varia sensibilmente quando si passi da valori esigui a valori elevati della tensione *Vce*. Sarebbe possibile ottenere due o più curve, utilizzando per *Vce* una tensione quadra o a gradini di sufficiente ampiezza e su bassa impedenza; il generatore dovrebbe essere inserito al posto dell'alimentatore *A*, ed in serie ad una tensione fissa di qualche volt. Si potrebbe usare uno chopper meccanico come commutatore di livello della *Vce*. Il circuito, anche senza provvedere a calibrazioni, si presta a selezionare più transistori dello stesso tipo nei riguardi del rapporto di amplificazione di corrente, semplicemente confrontando la pendenza delle curve ottenute con i vari elementi, e mantenendo ovviamente inalterate le condizioni di misura durante la selezione.

Una curvatura eccessiva dei diagrammi indica che l'amplificazione del semiconduttore non è lineare in tutto il campo di funzionamento, variando h_{21} con la corrente di collettore, il che di regola accade, in misura più o meno accentuata a seconda del tipo di transistore.

(*) segue dal n. 3, marzo 1969, pag. 102.

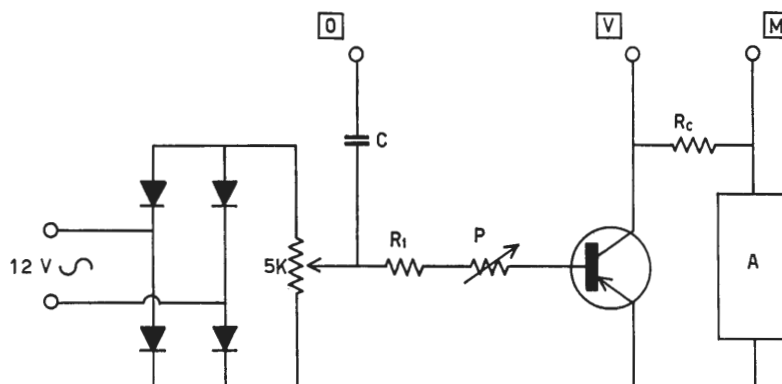



Fig. 17 - Circuito atto alla rilevazione delle caratteristiche di trasferimento (II quadrante). R_c = 100 Ω; R_1 e *P* come in fig. 3.

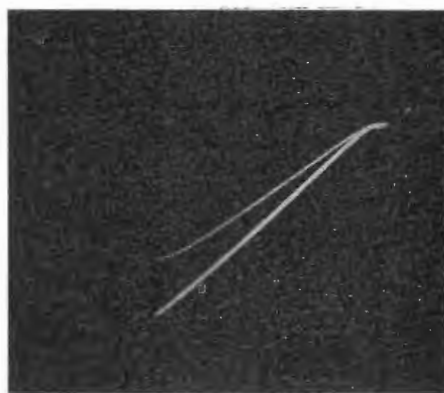



Fig. 18 - Caratteristiche di trasferimento per valori diversi di V_{ce} (doppia esposizione); per un transistore BC107, NPN al silicio.

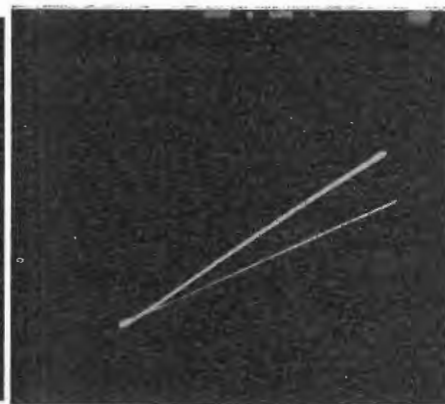



Fig. 19 - Caratteristiche di trasferimento, relative ad un AC107, PNP al germanio.

Fig. 20 - Circuito atto alla rilevazione delle curve del III quadrante (caratteristiche d'ingresso). R_1 e P come in fig. 3.

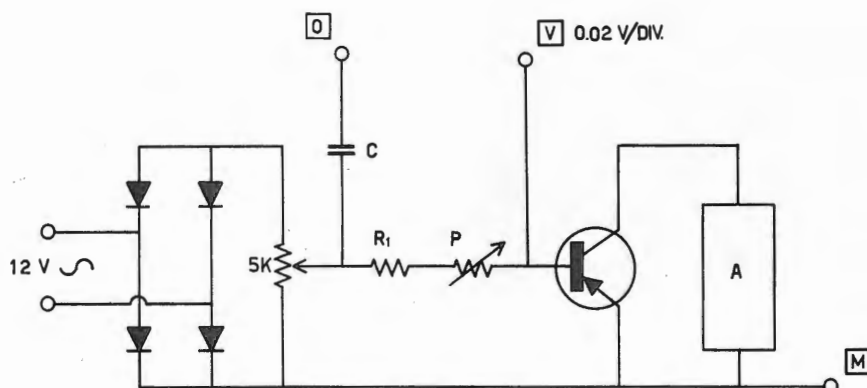



Fig. 21 - Caratteristica d'ingresso relativa ad un transistore PNP (AC125).

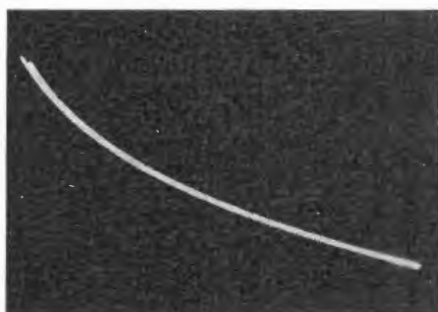
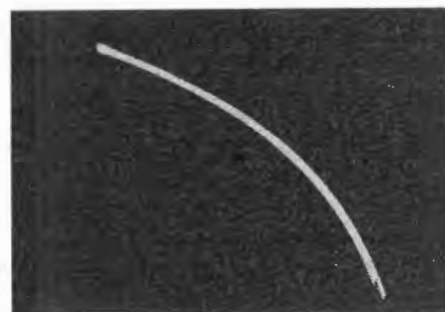



Fig. 22 - Caratteristica d'ingresso relativa ad un transistore NPN (AC172).

7. - CURVE DEL III QUADRANTE

Il circuito di fig. 20 permette di ottenere le curve del III quadrante: *Vce* è ancora il parametro, *Vbe* è in ordinata, *Ib* in ascissa. La pendenza delle curve ottenute varia sensibilmente da un punto all'altro di esse: poichè la pendenza esprime, come già detto, la resistenza di ingresso del transistore, troviamo qui la conferma del fatto già noto che detta resistenza varia sensibilmente col punto di lavoro del transistore. In fig. 21 è rappresentato un esempio di tali curve per un transistore P-N-P AC 125, in fig. 22, un esempio per un transistore N-P-N, AC 172. Si osservi che *Vbe* (inviata all'amplificatore *Y*) ammonta sempre ad una frazione di volt, e che la sensibilità dell'amplificatore verticale dovrà quindi essere aumentata, rispetto ai casi precedenti, sino a 20 ÷ 50 mV/cm, onde ottenere diagrammi sufficientemente esplicativi.

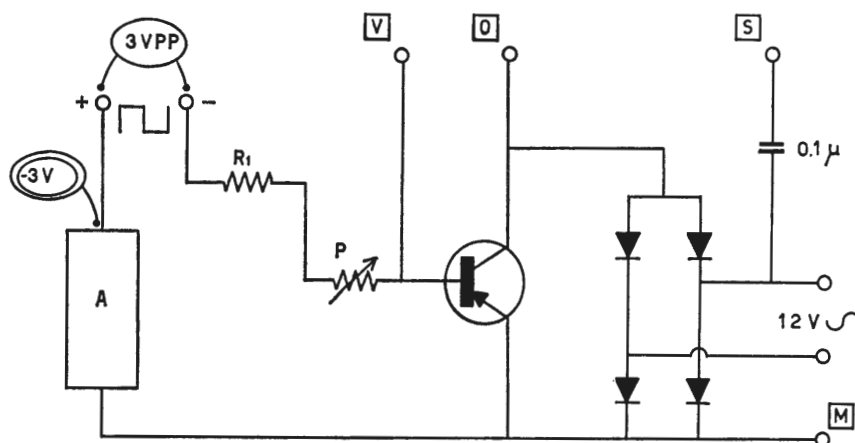



Fig. 23 - Circuito per la rivelazione dei diagrammi delle funzioni $V_{be} = f(V_{ce})$ (caratteristiche di reazione). R_1 e P come in fig. 3.

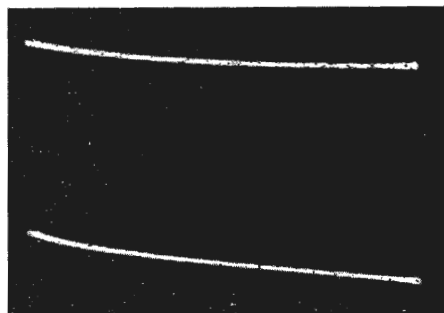



Fig. 24 - Caratteristiche di reazione di un transistore PNP.

8. - CURVE DEL IV QUADRANTE

Per osservare le caratteristiche di reazione, si potrà far uso del circuito di fig. 23; la fig. 24 mostra le caratteristiche di un SFT 353; l'immagine è una doppia esposizione fotografica, per diversi valori di *Ib*; *Ib* però può essere « commutata » per mezzo del solito generatore ad onda quadra o, se disponibile, a gradini, in modo da ottenere più curve simultaneamente sullo schermo fluorescente. In bassa frequenza queste curve non sono di solito molto interessanti, mentre lo sono in R.F. D'altro canto la loro pendenza non è di facile valutazione, anche se è comunque possibile ottenere utili informazioni. La sensibilità verticale sarà mantenuta ancora elevata, come nel caso precedente.

9. - LA TRANSCONDUTTANZA

La funzione $Ic = f(Vbe)$ può essere ottenuta per mezzo del circuito di fig. 25, che permette di ottenere diagrammi del tipo illustrato in fig. 26, 27 e 28. La fig. 26 è una doppia esposizione relativa a due diversi transistori, un OC71 al germanio ed un BCZ11 al silicio, entrambi P-N-P, effettuata per porre in evidenza le diverse caratteristiche dei due tipi di semiconduttore; le due curve infatti differiscono a causa del diverso materiale che costituisce i transistori: esse si compongono essenzialmente di due tratti a pendenza notevolmente diversa, separate da un ginocchio pronunciato. Il tratto orizzontale è di maggior lunghezza per i transistori al silicio, mentre per quelli al germanio è a stento osservabile: ciò va messo in relazione con le differenti caratteristiche delle giunzioni al silicio rispetto a quelle al germanio. La stessa caratteristica differenziazione presentano i diodi al germanio ed al silicio. Per alcuni tipi di transistori può esser necessario ridurre il valore di R_1 (o aumentare quello di R_3) per ottenere il tracciamento di una curva completa. In questo montaggio è indicata la capacità *C*, necessaria per

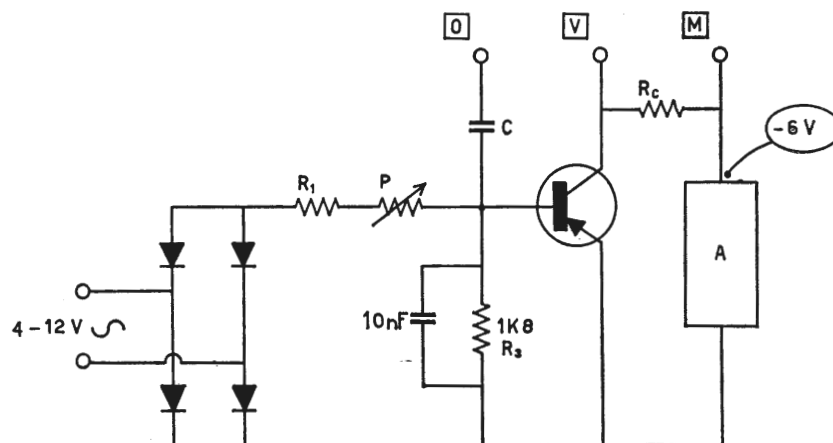



Fig. 25 - Circuito per la rilevazione dei diagrammi delle funzioni $I_c = f(V_{be})$ (trasconduttanza). R_c, R_1 e P come in fig. 3 e segg.

Fig. 26 - Diagrammi ottenuti con il circuito di fig. 25 e con transistori PNP; l'immagine è una doppia esposizione, effettuata una prima volta con transistore al germanio (OC71N), riconoscibile per la tensione V_{be} più bassa, ed una seconda volta con un transistore al silicio (BCZ11).

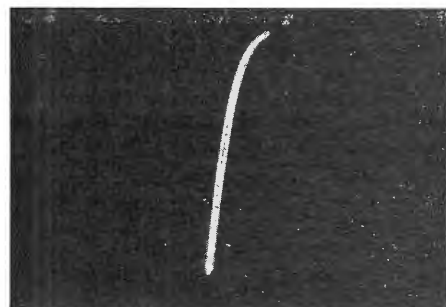
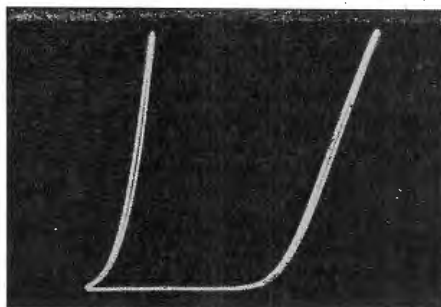



Fig. 27 - Come nella figura precedente, per un solo transistore NPN al germanio (AC127).

ovviare notevoli distorsioni della traccia, causate da disturbi parassiti, come è visibile in fig. 29; un valore di qualche nF sarà sufficiente, e non modificherà apprezzabilmente la forma d'onda della *Vbe*, date le basse impedenze in gioco; per ottenere varie curve in funzione di *Vce*, questa dovrà assumere di volta in volta valori distinti. In fig. 27 è riportata una singola curva, per un AC 127 al germanio ed in fig. 28 ancora due curve per transistori BC 107 e AC 172 rispettivamente al silicio e al germanio, entrambi del tipo N-P-N.
La sensibilità dell'amplificatore *X* dovrà essere più elevata che per i precedenti circuiti, e dovrà raggiungere i 50 ÷ 100 mV/cm.
Non insisteremo con le molte osservazioni che potrebbero ancora esser fatte a proposito dei circuiti sin qui presentati e delle curve ottenute; rimane solo da evidenziare come alcuni dei circuiti presentati (ad esempio il secondo, od il primo) si prestino a costituire degli ottimi provatransistori, da usare in unione ad un oscilloscopio; d'altra parte i vari circuiti potrebbero essere sintetizzati in un unico apparecchio, il quale fornisca di volta in volta, per mezzo di opportune commutazioni, le curve prescelte, fornendo quindi le prestazioni di un completo analizzatore di transistori.

10. - LE CURVE CARATTERISTICHE DEI DIODI

Gli stessi principi adottati in precedenza possono essere applicati per tracciare le curve caratteristiche (diretta ed inversa) di diodi di ogni specie. Dal punto di vista del metodo (ed, in sostanza, dei circuiti utilizzabili) non esiste differenza per quel che riguarda le varie specie di diodi; diodi a cristallo e a vuoto, di segnale e rettificatori, diodi zener, fotodiodi, ecc., sono caratterizzati tutti dall'andamento partico-

Fig. 28 - Come in fig. 26, ma per transistori NPN (BC107 Si, AC172 Ge).

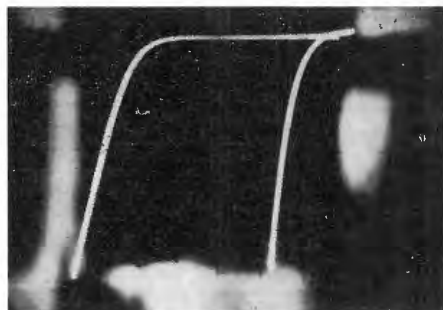



Fig. 29

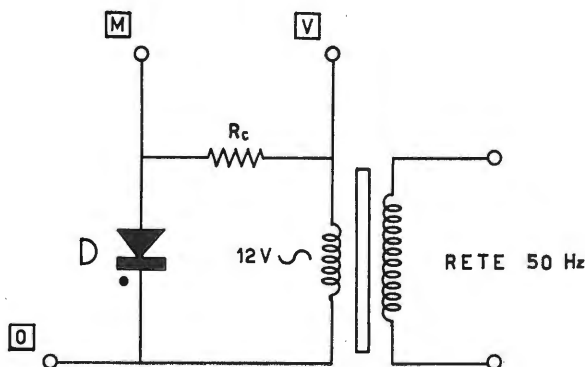



Fig. 30 - Circuito per la rilevazione delle curve caratteristiche di diodi a semiconduttore. $R_c = 2{,}2\ k\Omega$ o leggermente superiore.

Fig. 31 - Caratteristica di un diodo OA85 al germanio.

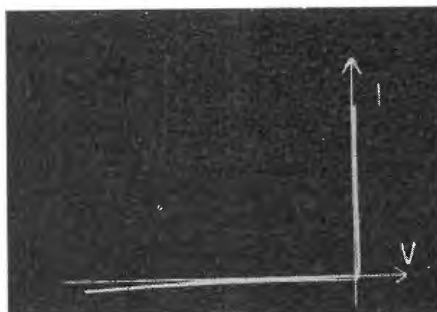



Fig. 32 - Caratteristica di un SFR264, funzionante con tensione inversa e corrente diretta elevate.

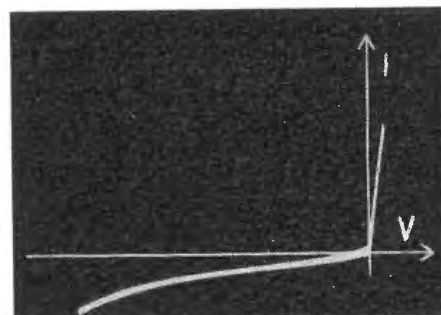



Fig. 33 - Caratteristica di un OAZ208.

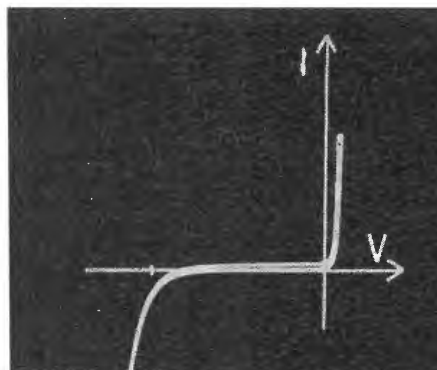



Fig. 34 - Caratteristica di un OAZ212.

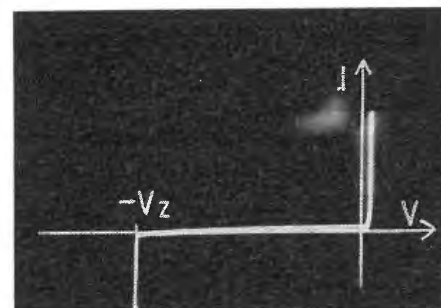



Fig. 35 - Caratteristica di un OA5 al germanio.

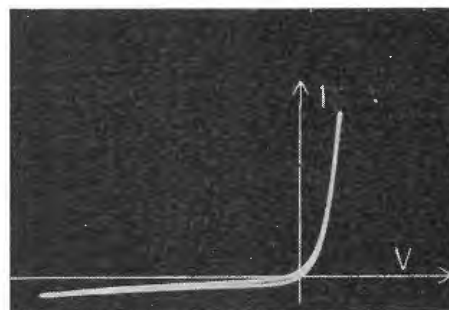
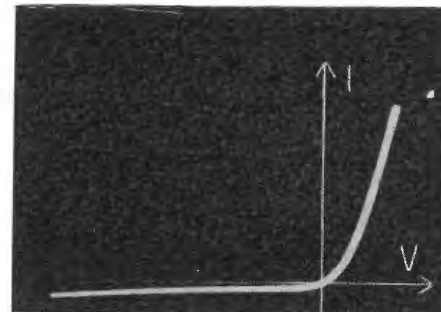



Fig. 36 - Caratteristica di un OA79.

lare della funzione $I = f(V)$, che a volte per comodità viene scissa in due funzioni: $I_d = f(V_d)$ e $I_r = f(V_r)$. I diodi zener, è noto, sono caratterizzati dalla caratteristica inversa che presenta, in corrispondenza della tensione detta « di zener », un ginocchio molto netto; nei fotodiodi la caratteristica viene ad esser notevolmente influenzata dalla incidenza di radiazioni comprese o non nello spettro visibile: l'entità della radiazione incidente, la sua lunghezza d'onda, costituiscono allora altrettanti parametri da tenere in considerazione. Comunque per tutti i tipi di diodi, unica è la funzione da considerare.

Le due caratteristiche, diretta ed inversa, sono ricavabili entrambe contemporaneamente, in una unica curva. I diodi vengono alimentati da una tensione variabile alternativamente da un massimo negativo ad un massimo positivo, passando per il valore zero. La tensione più conveniente sotto molti aspetti è ancora una volta quella alternata di rete ricavata da un indispensabile trasformatore separatore e riduttore. Una resistenza viene interposta, in serie al diodo, per limitare la corrente durante il periodo di conduzione e per prelevare una tensione proporzionale a un diodo. La tensione in ogni istante presente fra gli elettrodi del diodo viene prelevata direttamente da essi, ed inviata all'amplificatore orizzontale: essa costituisce infatti la variabile indipendente. All'amplificatore Y viene inviata una tensione $V = I/Rc$, direttamente proporzionale quindi, secondo il coefficiente noto $1/Rc$ alla corrente che percorre il diodo; la resistenza Rc potrà equivalere alla resistenza di protezione, o esserne parte del valore. Durante i semicicli positivo e negativo

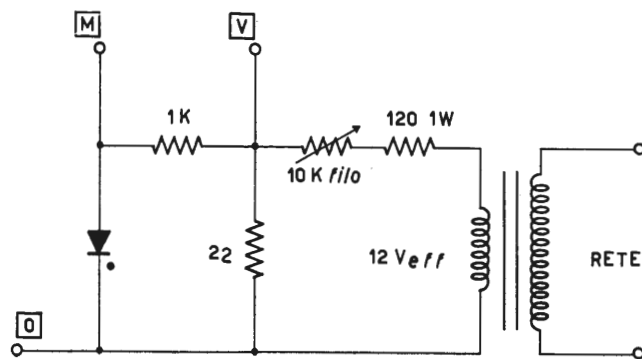



Fig. 37 - Circuito per la rilevazione delle caratteristiche di diodi « in prossimità dell'origine » degli assi cartesiani.

Fig. 38 - Caratteristica di un diodo zener; l'asse Y è tracciato dallo stesso pennello elettronico.

Fig. 39 - Per ottenere l'asse Y si è fatto uso di un commutatore meccanico (vibratore); l'immagine appariva « sfarfallante » (cfr. testo).

della tensione alternata applicata si ottengono successivamente (contemporaneamente, per l'osservatore) le due caratteristiche, inversa e diretta.

Fondamentalmente, due tipi di curve possono essere richieste: si possono richiedere curve rappresentanti il funzionamento « globale » del diodo, ed allora sarà opportuno che i valori della tensione e della corrente implicate siano di soli pochi ordini di grandezza inferiori (o anche dello stesso ordine) dei valori massimi ammessi dall'elemento in esame; ovvero si può richiedere che le curve rappresentino la $I = f(V)$ per bassi valori di I e di V (o, come si suol dire, in prossimità dell'origine). Nel primo caso è adatto il circuito di fig. 30, per tutti i tipi di diodi di piccola potenza, compresi diodi zener a bassa tensione di zener; è un circuito quasi universale. La tensione applicata è evidentemente pari a $\pm \sqrt{2} \cdot V_{eff}$. di picco, ma appare ai capi del diodo pressochè interamente solo durante la conduzione inversa (o dovrebbe forse dirsi, durante la nonconduzione, dato l'esiguo valore della corrente inversa in quasi tutti i tipi odierni di diodi); durante la conduzione diretta, la corrente è limitata a pochi mA dalla resistenza interposta. Facciamo a questo punto rilevare la presenza di un lieve errore sistematico, d'altra parte ineliminabile, dovuto alla presenza, in parallelo al diodo, della impedenza d'ingresso dell'amplificatore orizzontale. Tale presenza è assolutamente trascurabile durante la conduzione diretta, ma può essere perturbante durante il tracciamento della caratteristica inversa. Infatti la resistenza equivalente del diodo polarizzato inversamente può essere dello stesso ordine di grandezza (o addirittura superiore), della citata impedenza d'ingresso, la quale solitamente equivale a 1 MΩ, con qualche decina di pF in parallelo; se questo valore può esser in pratica tollerato, non è invece possibile utilizzare con i medesimi risultati taluni oscilloscopi transistorizzati equipaggiati con amplificatori orizzontali ad impedenza d'ingresso piuttosto bassa. Per i diodi di potenza e per diodi zener a tensione elevata, saranno impiegati valori di tensione maggiori, e valori minori di Rc, senza mai superare i limiti di dissipazione ammessi. I diagrammi ottenuti mediante l'impiego del circuito di fig. 30 e seguenti vanno riferiti ad assi orientati esattamente come nei riferimenti consueti (asse Y verticale verso l'alto, asse X orizzontale diretto verso destra) se i collegamenti saranno stati rispettati (il catodo collegato all'ingresso X). Ciò è molto importante tener presente durante l'esame di diodi zener, poichè si rischia di scambiare e confondere la caratteristica diretta con quella inversa. Nelle suddette condizioni di misura le curve relative ai diodi appaiono molto simili alle caratteristiche ideali, cioè composte di due segmenti pressochè ortogonali fra loro, e pertanto non sono molto « espressive » servendo più che altro a verificare l'efficienza del semiconduttore. Per migliori valutazioni si usino i circuiti seguenti.

La fig. 31 è relativa ad un OA 85, quella 32 ad un SFR 264, funzionante con corrente diretta abbastanza forte (0,8 A) ed una tensione applicata di 150 V di picco. La caratteristica dei diodi zener presenta ben evidente il ginocchio in corrispondenza della tensione di zener, la quale è facilmente misurabile, calibrando preventivamente lo strumento, come antecedentemente indicato. In fig. 33 si osserva la caratteristica di un OAZ 208 (Vz = 4,8 V circa) ed in fig. 34 quella di un OAZ 212 (Vz = 10 V circa) si nota bene come la caratteristica dell'OAZ 212 sia più favorevole di quella dell'OAZ 208, a causa del ginocchio più pronunciato. Per esaminare diodi zener a tensione elevata, è bene che la tensione di alimentazione superi del 50% almeno (durante i picchi) la presumibile tensione di zener. In molti casi, come già accennato, le curve ricavate da diodi funzionanti in regime di basse tensioni e correnti sono da ritenersi più significative; la caratteristica si rivela in tali condizioni ben lungi dall'essere ideale, presentando piuttosto l'anda-

mento della curva teorica, la quale come è noto, è esponenziale. Le fig. 35 e 36 mostrano alcuni esempi, per diodi al germanio. Il circuito da utilizzare può essere identico al precedente, adottando però una tensione alternata molto bassa, anche inferiore al $V_{eff.}$; ovvero, meglio, si ricorrerà al circuito di fig. 37, che permette una certa regolazione delle condizioni di misura. La sensibilità degli amplificatori *X* ed *Y* sarà mantenuta più elevata che non nel caso precedente. Naturalmente non è possibile con il circuito di fig. 37 esaminare la caratteristica inversa dei diodi zener, non almeno sino al « ginocchio ».

Si fa notare che gli assi cartesiani riportati in sovrapposizione sulle fotografie di fig. 33, 34, 35 e 36, per motivi di chiarezza, sono stati, per forza di cose, posizionati arbitrariamente, rispetto ai diagrammi stessi: in effetti non si ha nessun riferimento per determinare l'esatta loro posizione, a meno che non si misuri, con un millivoltmetro, la tensione diretta nelle stesse condizioni di corrente diretta, per riportare poi l'asse *Y* in una posizione approssimativamente corrispondente; il che è cosa lunga e di scarsa affidabilità. Invece è di fondamentale importanza conoscere almeno l'esatta posizione dell'asse *Y*, onde valutare correttamente (molto meglio che con un voltmetro) il valore della tensione diretta, o, il che è lo stesso, l'effettivo inizio della « conduzione ». La corrente diretta ha un andamento, in teoria, esponenziale:

$$[i = Ia \cdot (\exp k \cdot V - 1)],$$

e comincia ad esser sensibile solo per valori non piccolissimi della tensione diretta, la quale è più bassa per i diodi al germanio rispetto a quelli al silicio, i quali per contro offrono una caratteristica diretta più netta, con più rapido aumento della corrente stessa per piccole variazioni della tensione diretta a partire da circa 0,5 ÷0,8 volt. Gli assi *X* ed *Y* possono esser tracciati nella giusta posizione dallo stesso pennello elettronico, in modo molto semplice. Consideriamo il circuito di fig. 30; se si cortocircuita il diodo, si annulla la componente orizzontale dello spostamento del raggio elettronico (nessuna tensione viene inviata all'ingresso *X*, che risulta anch'esso in cortocircuito verso massa), così che viene descritto sullo schermo un segmento verticale, causato dalla tensione sinusoidale presente agli estremi di *Rc* ed applicata all'ingresso verticale. Il segmento è da considerarsi un asse *Y* cui riferire il diagramma del diodo; esso ha l'esatta posizione rispetto al diagramma stesso, poichè il cortocircuito del diodo può considerarsi come la condizione simulata di una caratteristica diretta ideale e perfetta; l'asse delle correnti è infatti il luogo dei punti corrispondenti a qualunque valore di *I*, e a *V* sempre uguale a zero. Se si esclude il diodo, invece, si ottiene un segmento orizzontale che corrisponde all'asse *X* (luogo dei punti corrispondenti a $I = 0$, e $V =$ qualunque valore); in effetti in tale condizione nessuna tensione rimane applicata all'ingresso *Y*, chiuso semplicemente sul resistore *Rc*, mentre all'ingresso *X* viene presentata l'intera tensione alternata di alimentazione: pertanto lo spot descrive un segmento orizzontale. A voler esser esatti però in *Rc* scorre ugualmente una piccolissima corrente, attraverso l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore orizzontale, di valore non infinitamente grande; ciò provoca la non perfetta orizzontalità del segmento tracciato, ovvero la non ortogonalità perfetta col segmento verticale di cui si è anzidetto. Il tracciamento dell'asse *X* perde pertanto interesse, qualora si debbano usare oscilloscopi con impedenza d'ingresso inferiore al MΩ.

Si desidera dunque osservare contemporaneamente il diagramma e gli assi, o almeno uno di essi (più spesso quello *Y*). Ciò è facile col metodo sequenziale, facendo tracciare al fascetto l'asse (o gli assi) e il diagramma alternativamente in rapida successione, suddividendo la formazione dell'immagine in due o tre « tempi ».

Per ottenere l'asse *Y* ed il diagramma, si lascerà il diodo in prova inserito in uno dei circuiti di fig. 30 o di fig. 37 e lo si cortocircuiterà periodicamente; mentre, volendo ottenere l'asse *X*, con le riserve fatte in precedenza, periodicamente si aprirà il circuito del diodo. Queste operazioni verranno effettuate per mezzo di commutatori elettronici o meccanici (vibratori, chopper). Quanto alla frequenza da impiegare, occorrerebbe ripetere considerazioni analoghe a quelle riportate in precedenza a proposito del tracciamento di due o più curve relative alle funzioni caratteristiche dei transistori. Si è però constatato che in pratica, nel presente caso, si ottengono i migliori risultati non effettuando (come parrebbe più logico) le commutazioni ogni 20 msec. dedicando cioè un intero periodo della tensione di rete al tracciamento dell'asse, ed un altro periodo al tracciamento del diagramma, ma invece ricorrendo a frequenze dell'ordine delle migliaia di Hz: in tal caso non si pongono neppure problemi di sincronizzazione. L'asse cartesiano ed il diagramma verranno tracciati un pezzetto per volta alternativamente ed appariranno all'osservatore come costituiti da segmentini o addirittura punti consecutivi, succedentisi regolarmente ed in leggero movimento lungo la propria traiettoria. Nell'insieme le tracce saranno chiarissime, come e più che se fossero linee continue.

Come accennato, per ottenere tali risultati si dovrà ricorrere ad interruttori elettronici o elettromeccanici. Un vibratore elettromeccanico presenta il vantaggio di offrire una resistenza infinita in posizione « aperto » e trascurabile in posizione « chiuso », mentre lo stesso non può dirsi per i commutatori o interruttori elettronici; però la frequenza di funzionamento non può essere molto elevata, ed inoltre i dispositivi elettromeccanici non possono essere facilmente regolati per quel che riguarda la frequenza stessa, la fase, il rapporto fra i tempi on/off, ecc., dipendendo essi in modo essenziale da proprietà meccaniche non facilmente influenzabili. In sede sperimentale si è notato il noioso inconveniente, usando un vibratore, di una

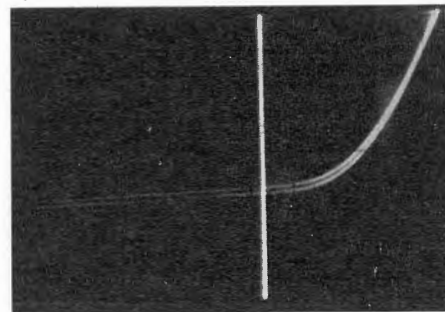
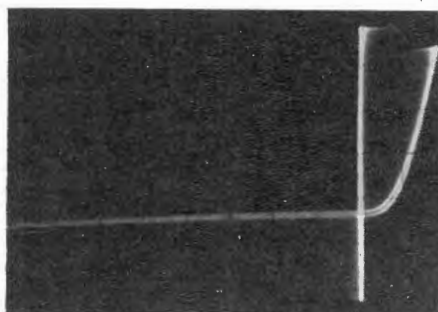
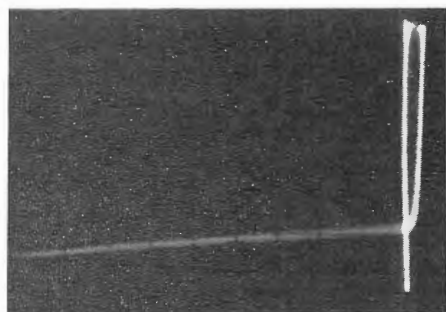



Fig. 40, 41, 42 - Le tre caratteristiche appartengono ad un SFD108, al germanio a punta di tungsteno; per ogni immagine è diversa la « scala » delle tensioni e delle correnti. L'asse *Y* è stato tracciato facendo uso di un elementare commutatore elettronico.

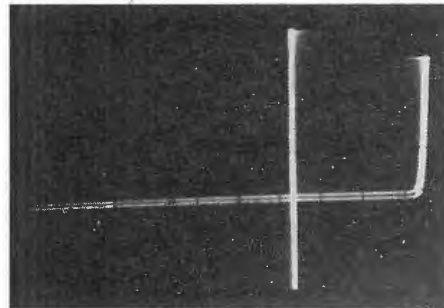
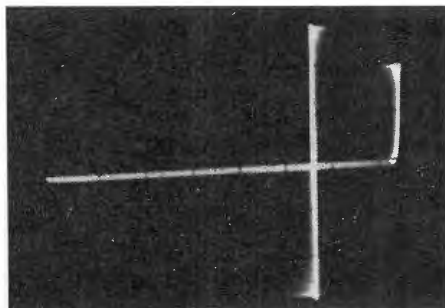
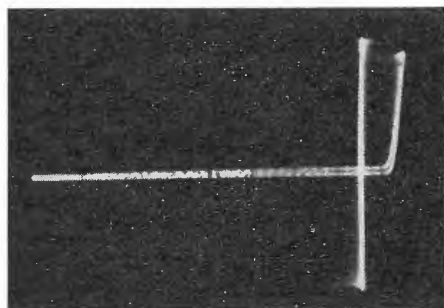



Fig. 43, 44, 45 - Come per le tre figure precedenti; il diodo è un elemento al silicio, del tipo BA114.

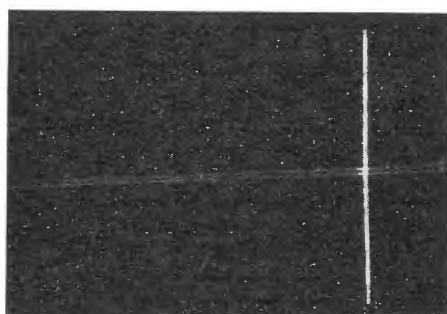



Fig. 46

Fig. 47 - Diagramma relativo ad un BA100 al silicio; è tracciato anche l'asse *X*, per mezzo di un commutatore meccanico.

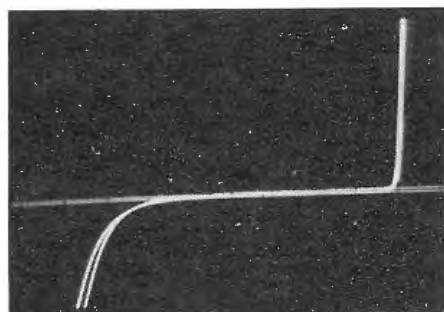



Fig. 48 - Come per la fig. 47, per uno zener tipo OAZ208.

immagine sfarfallante, come probabilmente può notarsi anche nella fig. 39. Risultati ben più pregevoli si ottengono con commutatori elettronici, anche se ridotti puramente all'essenziale, e quindi semplicissimi; alcuni esempi sono forniti dalle figg. 38, 40, 41, 42, 43, 44, 45. Dal punto di vista puramente estetico, le immagini fotografiche in questa sede riportate sono assai inferiori all'osservazione diretta. Poichè è stato necessario un tempo di posa di circa due secondi per la ripresa di ogni fotografia, ciascuna immagine è stata « integrata », e sono andati perduti in un generico alone i numerosissimi sottili mobili raccordi fra le tracce dell'asse e del diagramma (testimonianza del « salto » del fascetto da una traccia all'altra), nonchè le minute suddivisioni delle stesse; per quanto in questa sede sia forse fuor di luogo parlare di effetti estetici, non può negarsi che simili oscillogrammi sono assai interessanti e costituiscono di per sè immagini vive e meritevoli di essere osservate!

Un commutatore elettronico professionale non è necessario in questa applicazione, ma soltanto preferibile. Il più semplice commutatore elettronico immaginabile, eppure perfettamente funzionante, sarà semplicemente costituito da un transistore *al silicio* (di caratteristiche adeguate alla tensione ed alla corrente in gioco; per le normali applicazioni può essere impiegato il comunissimo BC 107b, o anche meglio un tipo per commutazione), il quale, posto in parallelo al diodo (o in serie ad esso), verrà alternativamente interdetto e saturato per mezzo di una tensione ad onda quadra, dell'ampiezza di circa 4 V_{pp}, applicata fra emettitore e base del transistore tramite una resistenza limitatrice, con l'opportuna polarità. Sarà preferibile che la tensione quadra sia inviata unitamente ad una piccola tensione di polarizzazione inversa, in modo da assicurare la interdizione completa del transistore durante una semionda della tensione quadra. La bontà dell'onda quadra e la frequenza di taglio del transistore interruttore hanno una qualche importanza per quel che riguarda la qualità della immagine, ma non sono fattori da sopravalutare. Il transistore sarà però tassativamente al silicio, poichè solo questi tipi garantiscono una corrente di interdizione dell'ordine dei nA, e quindi un circuito sufficientemente « aperto ». La tensione di saturazione, mai nulla purtroppo, è causa di una lievissima non-verticalità dell'asse *Y*, per cui, volendo ottenere i migliori risultati si userà un transistore per commutazione a bassa tensione di saturazione. In fig. 46 è visibile il riferimento cartesiano completo, senza diagramma, ottenuto col metodo sequenziale descritto; si osserva una certa non ortogonalità dei due segmenti, dovuta più che altro alla impedenza d'ingresso dell'amplificatore *X*, secondo quanto detto in precedenza. Nelle fig. 47 e 48 sono rappresentati i diagrammi di un diodo BA 100 al silicio e di un diodo zener OAZ 208, entrambi riferiti all'asse *X*. In fig. 49 il diagramma relativo allo stesso zener è riferito all'asse Y.

La giunzione dei transistori planari epitassiali al silicio (del tipo, ad esempio, dei comunissimi BC 107/8/9, BC 207/8/9 BC 147/8/9, ecc.) esaminata per mezzo dei circuiti presentati, caratteristiche molto interessanti, forse insospettate. Detta giunzione ha anzitutto le caratteristiche di un buon diodo al silicio, con tensione diretta piuttosto elevata, di 0,9 volt circa; inoltre, in corrispondenza del valore di circa 9 V, la caratteristica inversa presenta un ginocchio assai netto (cfr. le fig. 39 e 50). Le caratteristiche di un simile diodo zener sono molto buone, spesso migliori di quelle di diodi zener espressamente costruiti! Vien fatto di considerare che il costo di un diodo zener della stessa tensione e potenza può esser superiore a quello di un transistore... per non dire del fatto che transistori avariati hanno spesso la giunzione B-E indenne, e sono quindi suscettibili di insperato riutilizzo, il che si è dimostrato in pratica assai interessante.

La fig. 51 mostra come il parallelo di due diodi collegati anodo contro catodo

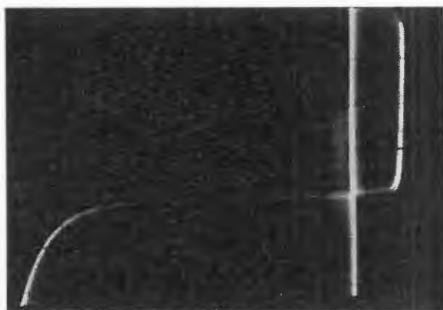



Fig. 49 - Questa volta l'OAZ208 è tracciato unitamente all'asse Y, ottenuto per mezzo di un commutatore elettronico.

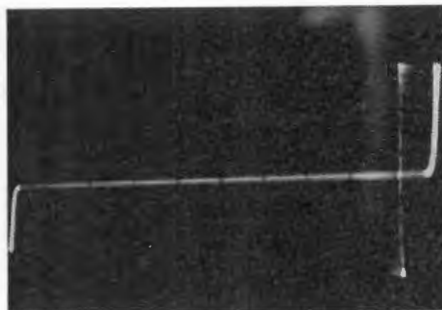



Fig. 50 - Non è la caratteristica di un buon diodo zener! Si tratta della giunzione $B-E$ di un transistore al silicio, del tipo BC109. La scala delle ascisse vale 1 V/cm: le graduazioni del reticolo sono visibili.

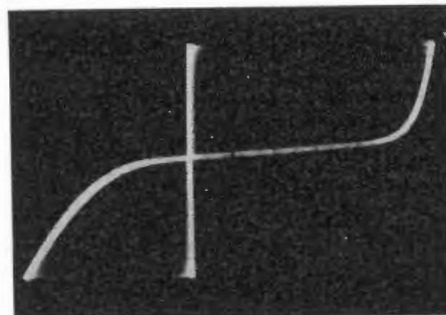



Fig. 51 - Diagramma relativo al parallelo di due diodi, collegati anodo contro catodo (BA 114 e SFD 108). In ascissa: 0,1 V/cm.

Fig. 52 - Circuito atto alla rilevazione dei diagrammi delle funzioni $I_a = f(V_a)$, per triodi; per tetrodi e pentodi sarà prevista una alimentazione supplementare in c.c. livellata per le griglie schermo. I valori indicati in figura potranno essere modificati in relazione al tipo di tubo esaminato, ed alle condizioni di misura prescelte.

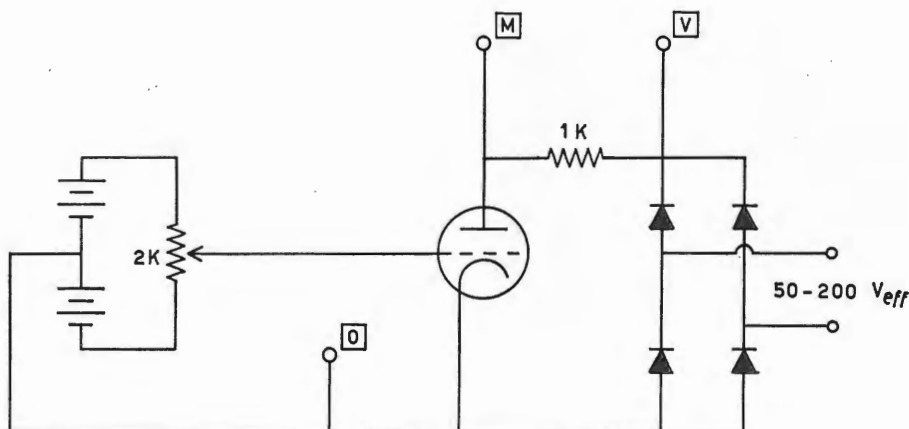
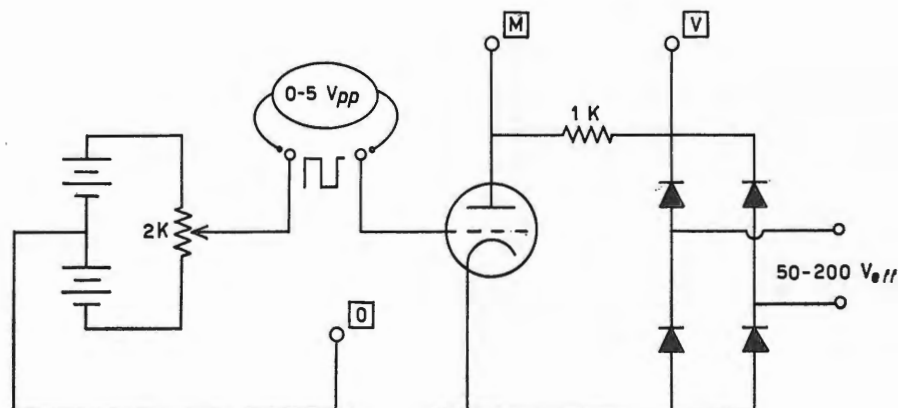



Fig. 53 - Inserzione di un generatore di onde quadre (o a gradini), allo scopo di ottenere più curve del tipo $I_a = f(V_a)$ contemporaneamente.

(o come talvolta si usa dire, in antiparallelo) non costituisce un dispositivo rigorosamente bidirezionale, a causa delle tensioni dirette, non nulle. Si riporta l'immagine più che altro a titolo di curiosità, ma si rammenta che questo collegamento viene di solito utilizzato per la protezione statica di galvanometri, o simili (si impiegano allora due diodi al silicio opportunamente scelti, mentre nel caso della fig. 51 si tratta di un esemplare di BA 114 al silicio e di un SFD 108 al germanio, come si deduce anche dalla osservazione delle due caratteristiche dirette, differenti fra loro). La calibrazione dell'asse X corrisponde a 0,1 V/cm; le graduazioni del reticolo sono parzialmente visibili nella foto.

Si rivelerà utile l'analisi delle curve specialmente in quei casi in cui esse manchino sui manuali, o non siano riferite alle condizioni di lavoro desiderate; mancano spesso ad esempio le caratteristiche dei diodi di potenza per bassi valori di V e di I.

È intuitivo che un commutatore elettronico o meccanico può essere usato per concretizzare uno o entrambi gli assi anche per i diagrammi relativi ai parametri dei transistori, adottando opportuni accorgimenti: tuttavia la cosa non sembra di importanza tale da giustificare le complicazioni relative.

11. - CURVE RELATIVE AI TUBI TERMOIONICI

Indicheremo ora alcuni circuiti atti a

fornire alcuni tipi di curve caratteristiche relative a tubi termoionici. La funzione $Ia = f(Va)$, per $Vg =$ cost., per i triodi, può essere analizzata mediante il circuito di fig. 52, con le varianti che risultassero di volta in volta opportune; la tensione di griglia costituisce un parametro. Tetrodi e pentodi richiederebbero in più una alimentazione in c.c. livellata per la griglia schermo; in tal caso anche la tensione di griglia schermo costituisce un parametro.

Può essere usato un generatore di onde quadre (o a gradino) per ottenere più curve sullo schermo fluorescente. In fig. 53 sono mostrati i collegamenti da effettuare. In fig. 54 si osservano le curve relative ad un triodo di una ECC81, per $Vg_1 = +0{,}5$ V e $Vg_2 = +1{,}5$ V; in fig. 55 le curve si riferiscono al triodo di una ECL86, per tensioni di griglia $Vg_1 = -0{,}5$ V e $Vg_2 = 0$ V; nella fig. 55 bis per lo stesso triodo, le tensioni sono: $Vg_1 = -1$ V, $Vg_2 = -0{,}5$ V. La fig. 56, una esposizione multipla, mostra le stesse caratteristiche, dello stesso triodo, con valori di Vg pari a 0, —0,4, —0,8, —1,2, —1,6 volt. La fig. 57, che sembrerebbe relativa ad un pentodo, lo è invece sempre allo stesso triodo, ma è da notare che le tensioni di griglia sono positive (+2,5 V e +5 V). In tutti i casi presentati la tensione anodica è stata mantenuta piuttosto bassa: circa 70 V di picco.

Con il circuito di fig. 58 è possibile ottenere le curve relative alla funzione $Ia = f(Vg)$, per $Va =$ cost. Si ottengono curve simili alla fig. 59 (triodo della ECL 86); l'asse Y è orientato verso il basso, il semiasse negativo delle ascisse, verso destra: $Va = 70$ Vcc.

Per altri poliodi si richiederebbero varie alimentazioni per le diverse griglie, in varie combinazioni, onde valutare di ciascuna le caratteristiche di pilotaggio. Un provavalvole, anche assai semplifi-

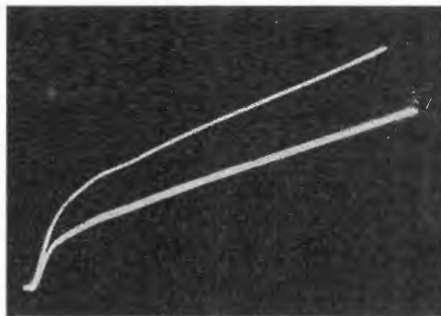



Fig. 54 - Curve ottenute per un triodo di una EC(C)81; l'andamento delle curve non inganni: trattasi delle caratteristiche d'uscita, ma il tubo sta funzionando al di fuori delle condizioni previste dal costruttore; infatti la tensione di griglia è per entrambe le curve positiva (+ 0,5 V e + 1,5 V).

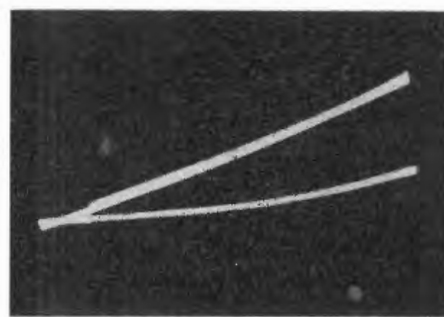
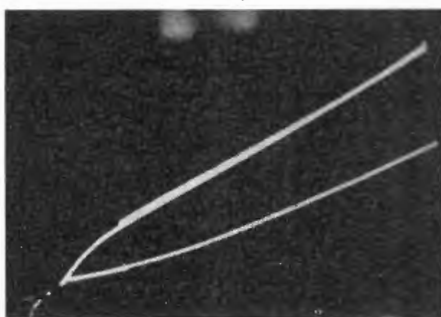



Fig. 55, 55 *bis* - Caratteristiche di trasferimento relative al triodo di una EC(L)86 (cfr. testo).

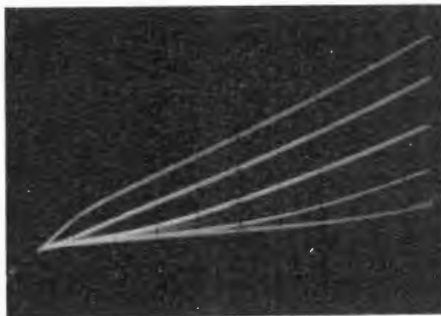



Fig. 56 - Questa esposizione multipla mostra 5 curve della famiglia delle: $I_a = f(V_a)$, ancora per una EC(L)86.

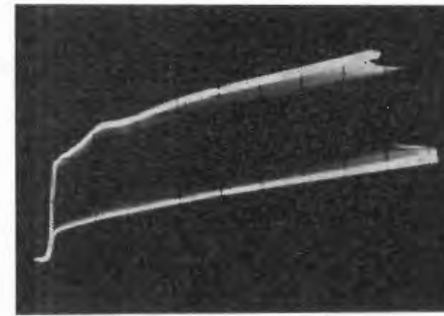



Fig. 57 - Queste curve, che sembrerebbero ricavate da un pentodo, sono invece relative ancora al triodo della EC(L)86, con tensioni di griglia positive.

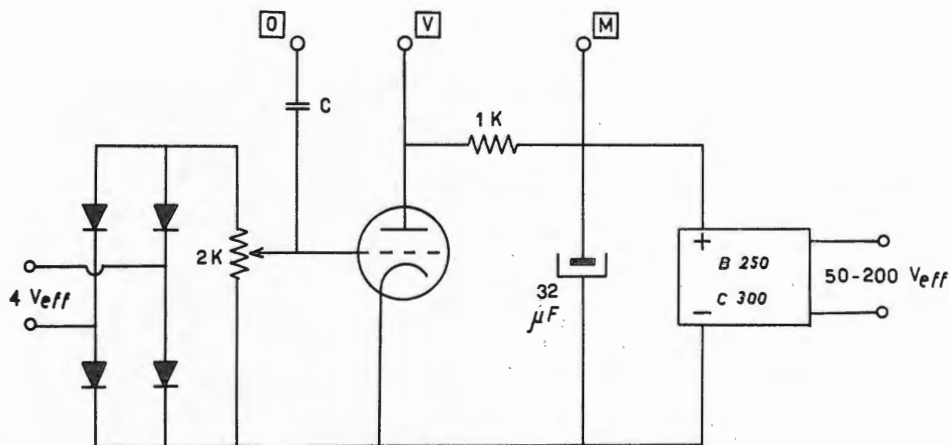
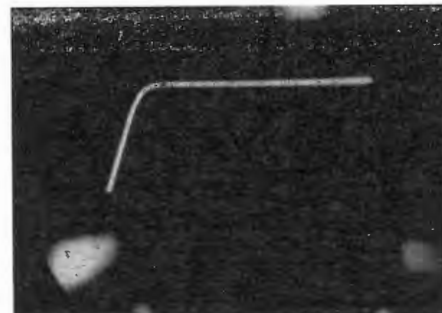
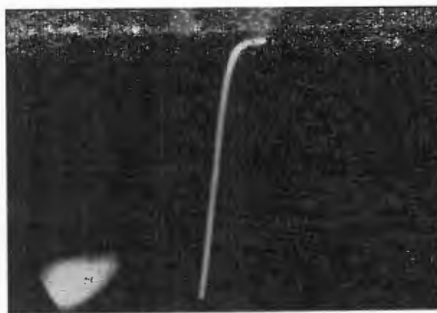



Fig. 58 - Circuito mediante il quale ricavare diagrammi delle funzioni $I_a = f(V_g)$ (per triodi)

Fig. 59, 59 *bis* - Curve ottenute con il circuito di fig. 58. N.B. - L'asse Y è verticale, orientato verso il basso (per valori di I_a crescenti); l'asse X è orientato verso sinistra (verso destra sono riportati valori di V_g via via più negativa).

cato, ma basato sulla osservazione delle curve caratteristiche, riteniamo potrebbe fornire indicazioni migliori e più univoche di quelle ottenibili con i metodi usuali (rilevazione della corrente anodica).

Per i diodi a vuoto il circuito può essere quello di fig. 60.

In conclusione, stante la generalità del metodo adottato, è facile escogitare circuiti e montaggi atti a fornire sullo schermo di un oscilloscopio diagrammi relativi alle funzioni le più svariate, in riferimento al funzionamento di dispositivi anche diversi da quelli sinora considerati. In realtà occorre solo che le grandezze in gioco siano riconducibili a tensioni ad esse direttamente proporzionali, e che una di esse possa esser fatta variare indipendentemente, periodicamente, con legge qualsivoglia, mantenendo costanti i valori di eventuali parametri.

La maggior attenzione dedicata ai transistori ed ai diodi a semiconduttore è stata giustificata dal loro attuale maggiore interesse; per i tubi a vuoto speriamo tuttavia di aver fornito almeno qualche indicazione utile allo sviluppo del metodo anche in tal senso. *A.*

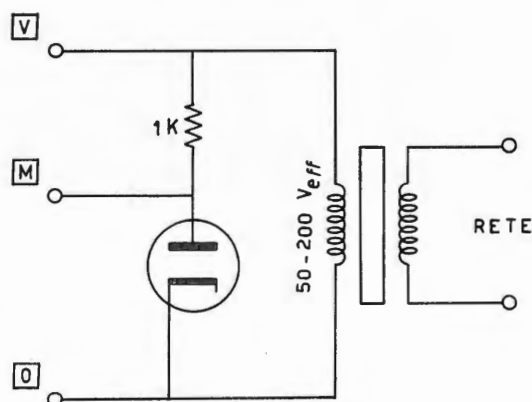



Fig. 60 - Circuito valido per diodi a vuoto. Per i tubi a riscaldamento diretto si connetterà un estremo del filamento in *O*.

Fig. 61 - Una vecchia raddrizzatrice biplacca a riscaldamento diretto, del tipo 5Y3 GT, ha fornito una caratteristica che denuncia chiaramente, attraverso la curvatura anormale del diagramma, lo stato di esaurimento del filamento.

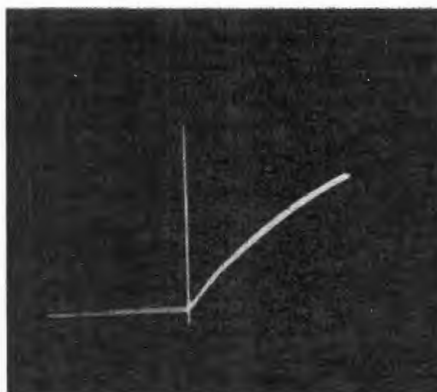
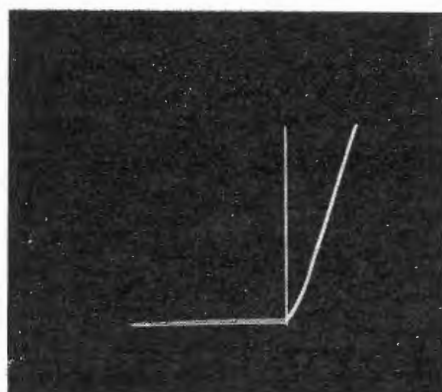



Fig. 62 - Portando la tensione di accensione dai 5 Volt nominalmente richiesti a 6,3 Volt, la stessa 5Y3 GT della figura precedente mostra una netta « ripresa » della emissione elettronica. In entrambi i casi la resistenza in serie all'anodo è di 1 kΩ, la tensione applicata di 50 V_{eff}, l'asse Y è stato tracciato per mezzo di un interruttore elettromeccanico. Naturalmente è stato collegato in circuito un solo anodo della 5Y3.

Un progetto per accelerare la costruzione dei tubi televisivi

Un progetto congiunto fra gli ingegneri della fabbrica di tubi per immagini televisive della Mullard, consociata inglese del gruppo Philips e quelli del Reparto di Ingegneria della produzione dell'Università di Nottingham, è sfociato nella realizzazione di una macchina che monta automaticamente parte del complesso cannone elettronico di un tubo per immagini televisive. Si spera che la costruzione modulare della macchina possa costituire la base per altre macchine idonee al montaggio automatico di molte delle complesse parti delle apparecchiature elettroniche e per altri montaggi tecnici.
L'idea di ottenere che un'industria assumesse l'impegno di realizzare un progetto del genere presso l'Università di Nottingham si deve in gran parte al professor W.B. Heginbotham e ai suoi colleghi del Reparto di ingegneria della produzione. Nel 1966 il prof. Heginbotham aveva esposto ad alcuni produttori le idee del suo reparto sui metodi di montaggio automatico. La cosa suscitò vivo interesse e nell'agosto del 1967 fu costituito un consorzio fra cinque ditte, ognuna delle quali nutriva un particolare interesse sui metodi avanzati di montaggio automatico. Ogni ditta versò un contributo di 500 sterline ed ottenne una macchina basilare di montaggio automatico « prendi e posa ». « C'era la speranza, proiettata nel futuro, che le ditte chiedessero al reparto di realizzare il prototipo di base di una macchina più adatta alle loro particolari necessità. Per questo le ditte avrebbero contribuito con la necessaria assistenza finanziaria ».
« Oggi l'idea funziona splendidamente » ha detto il professor Heginbotham. La prima macchina per il montaggio del cannone elettronico è stata realizzata, prima di Natale, nella fabbrica di Simonstone della Mullard.
« Dal punto di vista accademico, qui a Nottingham, trarremo da questa attività notevole prestigio. Con la speranza di risolvere alcuni di questi complessi problemi di montaggio, non solo effettuiamo un'azione di aggiornamento, ma possiamo porre gli studenti di fronte ad alcuni problemi reali che incontreranno quando lasceranno gli studi per entrare nel mondo industriale ».
L'ingegnere capo delle fabbriche di Simonstone della Mullard, E. Gaskell, descrive il progetto come « un vero successo e un ottimo esempio delle modalità di cooperazione fra industria e università ».
Il cannone elettronico di un tubo per immagini televisive è un sottomontaggio di precisione che comprende un gran numero di piccoli componenti che richiedono l'impiego di personale femminile altamente specializzato.
La macchina realizzata a Simonstone monta automaticamente tre di questi componenti ed effettua un totale di otto saldature per produrre un complesso per un cannone elettronico di un tubo televisivo. I tre componenti sono:
1) una rosetta piatta, diametro 8 mm e spessore 0,1 mm, con foro centrale del diametro di 1,5 mm;
2) una « copertura a cilindro » diametro esterno 12 mm alta 3 mm; con sezione centrale cilindrica del diametro di 4,5 mm;
3) un « corpo » del diametro di 8 mm alto 7 mm con una flangia superiore del diametro di 10 mm e tre perni del diametro di 1 mm e lunghi 5 mm, saldati radialmente al corpo.

Le parti sono montate saldando assieme la parte 1 e la 2 con quattro saldature a punti, quindi saldando questo semicomplesso alla parte 3 per produrre così il complesso totale.
Nella macchina suddetta, l'alimentazione delle parti elementari componenti è ottenuta con alimentatori vibranti connessi alle tre unità « prendi e posa » che prendono i componenti e li pongono su mandrini delle stazioni di saldatura. Queste unità di « prendi e posa » sono costruite come montaggi modulari con una notevole varietà di teste di presa (ad esempio con denti prensili o ventose a depressione) in modo che si possano costruire macchine per differenti impieghi. Queste unità sono a manovra pneumatica e la sequenza delle operazioni è guidata elettronicamente. Sono effettuate tre operazioni di base: presa o abbandono del componente; innalzamento o abassamento; movimento rotatorio (o lineare) per portare i componenti da una stazione all'altra. *(n. ph.)*

Bastano otto minuti per ristampare un telefilm della durata di un'ora

La BBC ha acquistato i suoi primi sistemi per la veloce ristampa di nastri che le permettono di ottenere una copia ad una velocità superiore sino ad otto volte a quella originale del nastro. In pratica, mentre prima occorreva per la ristampa di un film della durata di sessanta minuti tutta l'ora intera, oggi bastano appena otto minuti.
La nuova apparecchiatura — che è stata fornita dalla Peto Scott, collegata al gruppo Philips — consiste di un riproduttore principale e di due registratori secondari ed ha una capacità notevolmente superiore a quella dei sistemi di ristampa precedentemente usati dalla BBC, che richiedevano dodici macchine. *(n. ph.)*

Nuovi diodi a barriera Schottky per mescolatori a microonde e rivelatori Mullard

La Mullard ha prodotto tre nuovi diodi a barriera Schottky per mescolatori a microonde e rivelatori. I diodi, tipo 142BAY/D, 142BAY/E e 142BAY/F, sono contenuti in involucri tipo cartuccia, che hanno terminali reversibili. La serie 142BAY è elettricamente simile ai diodi a punte di contatto tipo 1N23 e, perciò, può essere usata in contenitori standard di diodi senza modifiche o necessità di risintonizzazione; anche la ritaratura non è necessaria, poiché entrambi richiedono lo stesso livello di pilotaggio.
In seguito alle sue buone proprietà di disturbo anche con segnali dell'oscillatore più forti di quelli ammissibili con diodi a punta di contatto, il diodo Schottky è meno sensibile alle variazioni di livello di pilotaggio. Perciò, variazioni nella sintonia e nella temperatura che possono influire sul segnale di uscita dell'oscillatore hanno minor effetto su di un mescolatore a diodo Schottky che su di un mescolatore a diodo a punta di contatto. La capacità dei diodi 142BAY di funzionare con livelli di pilotaggio più alti conferisce loro un campo dinamico che all'1N23. Questo, associato alle caratteristiche di disturbo di bassa frequenza (disturbo « scintillazione ») li rende utili per l'uso nei sistemi radar doppler a onda continua.
I fattori massimi di disturbo di questi diodi, misurati a 9,375 GHz, compreso il fattore di disturbo a FI di 1,5 dB, sono i seguenti:

Tipo di diodo	Fattore massimo di disturbo
142BAY/D	8,2 dB
142BAY/E	7,5 dB
142BAY/F	7,0 dB

I diodi hanno un'impedenza FI, a 9,375 GHz compresa fra 250 Ω e 400 Ω e un R.O.S. minore di 1,3 se contenuti in capsula JAN 106.

Microbilancia elettronica con risposta rapida

Rapidità di esecuzione e semplicità di funzionamento sono le caratteristiche di una microbilancia elettronica di notevole versatilità, avente una portata di 5 g e una sensibilità di 0,5 microgrammi se azionata manualmente, o di 0,1 microgrammi se abbinata ad un registratore di 1 mV.
Applicazioni tipiche sono quelle in campo analitico generale, termogravimetria, misura della suscettività magnetica, gascromatografia, ricerche sull'assorbimento atmosferico, pesatura di componenti transistor e pesatura automatica di campioni.
Lo strumento ha una precisione di 0,05-0,001 per cento sul campo impiegato. Tutti i campi di misura possono essere regolati con una sola taratura oppure tarati singolarmente. I piatti e le staffe portanti sono accoppiati in peso per aumentare la precisione.
Oltre ad essere meno sensibile alle vibrazioni rispetto alle bilance meccaniche, la microbilancia elettronica permette il comando a distanza l'espansione della scala a 100 X e l'alimentazione a batteria o dalla rete principale.
Nel dispositivo di comando è incorporato un filtro speciale per attenuare il livello di rumore. Lo strumento impiega componenti elettronici ad elementi semiconduttori e presenta maggiore facilità di accesso e di funzionamento rispetto alle microbilance tradizionali.
L'alimentazione di rete è di 110/120 o 220/240 V, 50/60 Hz, quella a batteria è di 12 V d.c., con un tempo di pre-riscaldamento di un'ora.

La Mullard all'esposizione I.E.E.E. di New York (marzo 1969)

Alla mostra I.E.E.E. di New York, la Mullard ha presentato alcuni dei suoi ultimi prodotti di componenti elettronici per impiego in processi industriali, nei calcolatori, in radio-TV e nella strumentazione.
In essi sono compresi:
— piastre elettroniche a canale e moltiplicatori per l'intensificazione delle immagini e per ricerche spaziali,
— un gruppo di rivelatori d'infrarosso altamente elaborati e un modulatore infrarosso,
— dispositivi a microonde dello stato solido, compresi oscillatori Gunn accordati elettronicamente e transistori per microonde,
— transistori « Lock-fit » in capsula di plastica studiati per l'uso in ricevitori
— tiristori triodi bidirezionali (triac) per controllo industriale di potenza c.a., radio e TV,
— nuclei in ferrite per potenziometri e materiale per magneti permanenti.

F. B.

Considerazioni elementari sull'effetto Gunn*

1. - CONSIDERAZIONI GENERALI

Non si è trascurato alcun tentativo di cercare tipi di semiconduttori che permettono di operare nel campo di frequenze delle microonde. Si tratta di generare delle oscillazioni nell'intero volume dei semiconduttori e non di fenomeni superficiali dovuti alla capacità. Come si può affrontare il problema? Si può utilizzare, come generatore di oscillazioni, un circuito oscillante contenente una resistenza *negativa*. Questo circuito è facilmente determinabile. L'attenuazione di un circuito oscillante è proporzionale alla resistenza, cioè una resistenza negativa ha l'effetto di ridurre l'attenuazione; un esempio classico è rappresentato dai circuiti dynatron che lavorano nel campo di resistenze negative dei tubi elettronici. Come fenomeno superficiale si può spiegare un caso molto conosciuto di resistenza differenziale negativa che si verifica nel diodo ad effetto tunnel; tuttavia questo effetto si rileva soltanto nella gamma di ca. 0,1 ÷ 0,6 V, il che limita notevolmente le applicazioni riferite alla ampiezza ed alla potenza. Pertanto, per trovare un'altra soluzione nel campo dei semiconduttori si deve esaminare quali sono le caratteristiche del materiale che causano la resistenza. Nel semiconduttore la velocità dei portatori di carica è proporzionale all'intensità di campo elettrica $\bar{E}$. La costante di proporzionalità è la mobilità μ. Per cui si può scrivere:

$$v = \mu \cdot \bar{E} \qquad (1)$$

La densità di corrente $\bar{S}$ è uguale al prodotto che ha per fattori il numero dei portatori di carica per unità di volume (densità elettronica) « n », la carica « e » e la velocità « v ». La densità di corrente elettronica S è quindi data da

$$S = e \cdot n \cdot \mu \cdot \bar{E} \qquad (2)$$

Per generare una resistenza negativa è necessario che la densità di corrente diminuisca all'aumentare dell'intensità di campo. In sè questo fatto è piuttosto innaturale, dato che di solito le più alte intensità di campo accelerano le cariche o addirittura le moltiplicano. Se si osserva la correlazione (2) si può vedere che all'aumentare dell'intensità di campo deve diminuire o la densità elettronica o la mobilità μ. È risultato inutile cercare materiali con densità che diminuisce, ma noi vedremo che in un particolare materiale per semiconduttori, l'arseniuro di gallio (GaAs), la mobilità ha il comportamento desiderato.

2. - ESPERIMENTO DI GUNN

Nel 1963 Gunn fece una scoperta sperimentale che soltanto più tardi (da Kroemer) è stata spiegata teoricamente con questo ragionamento. Egli usò un cristallo GaAs con buoni contatti, collegò una tensione continua e misurò la corrente. Per intensità di campo fino a 2000 V/cm la corrente aumentò semplicemente secondo la legge di Ohm. Al disopra di una certa intensità di campo, che oggi viene indicata con 3600 ÷ 3800 V/cm, egli trovò che la corrente diventava instabile e si ricevevano oscillazioni più o meno regolari (fig. 1). Tali oscillazioni potevano essere causate anche da cattivi contatti: tuttavia Gunn trovò che la frequenza delle oscillazioni dipendeva dallo spessore del cristallo fra i contatti ed era più alta per i cristalli sottili che per quelli spessi. La fig. 2 rappresenta la frequenza in GHz tracciata in funzione della lunghezza del cristallo. Fu così chiaro che per cristalli molto sottili con

0,16 A
5V

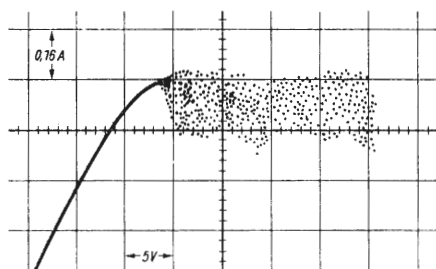



Fig. 1 - Caratteristica corrente-tensione di una prova GaAs. (Secondo una fotografia eseguita all'oscillografo.)

Potenza di oscillazione di alcuni diodi GaAs.

	potenza di uscita	frequenza	rendimento	ampiezza della linea
funzionamento	180 W	1 GHz	11 %	
a impulsi	205 W	1,54 GHz	6,5 %	
funzionamento	1...10 mW	1...15 GHz	14 %	
a regime continuo	60 mW	2...3 GHz	6 %	1 kHz
	40 mW	40 GHz		

(*) *Funkschau*, 10, 1968, pag, 313.

Fig. 2 - Frequenza fondamentale f_c di oscillatori GaAs di Gunn in funzione della lunghezza del provino.

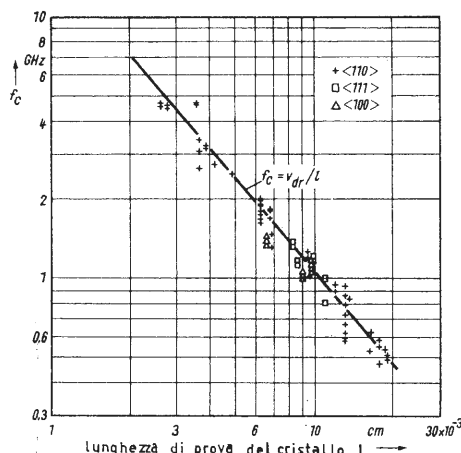



Fig. 3 - Dispositivo di misura con sonda capacitiva.

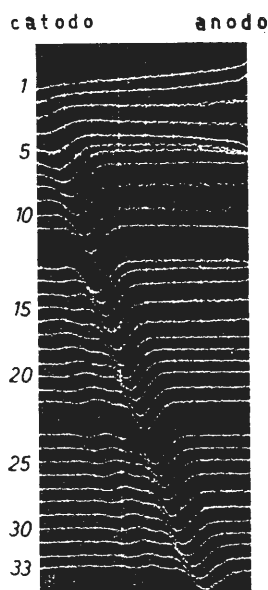
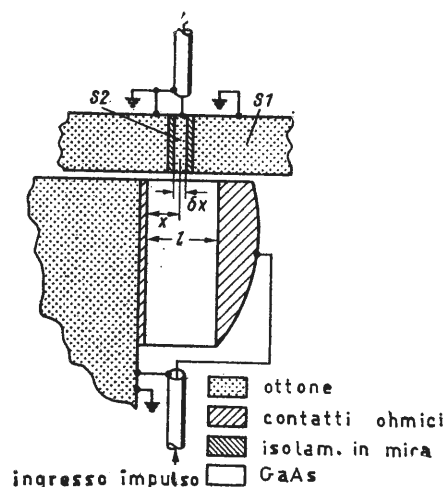



Fig. 4 - Variazione nel tempo del potenziale dU/dt come funzione della dimensione longitudinale del provino. Lunghezza di prova $l = 270$ μm, distanza nel tempo di treni di curve successivi.

uno spessore $l = 10$ μm le oscillazioni diventavano molto regolari. Gunn effettuò allora ulteriori esperimenti che gli permisero di farsi un'idea della natura di queste oscillazioni; si deve ai suoi studi e a quelli di altri scienziati se si è riusciti a realizzare diodi GaAs che, nel campo delle microonde, per basse potenze, possono competere con successo con i Klystron e questo sia nel funzionamento a impulsi istantanei sia nel funzionamento ininterrotto. La tabella precedente riporta alcuni dei risultati conseguiti; fra questi si hanno diodi con frequenza massima di 40 GHz e con effetto utile fino al 14%.

3. - NATURA DELLE OSCILLAZIONI

Come si spiega dunque il verificarsi di queste oscillazioni per alte intensità di campo? Gunn fece un esperimento che ha chiarito questo problema. Egli costruì una sonda capacitiva con la quale era possibile seguire la variazione dell'intensità di campo fra gli elettrodi. Una superficie laterale della sonda fu resa affilata e su di essa l'anello di protezione S_1 con la sonda S_2 (con spessore 15 μm) poteva essere mosso da un lato all'altro del contatto (fig. 3). La sonda era collegata con l'oscillografo da cui potevano essere rilevate le variazioni di potenziale e di campo.
Con questa disposizione si sono ottenute le curve di fig. 4 che mostrano la variazione nel tempo del potenziale in funzione della distanza x. Queste curve si sono formate mediante sovrapposizione di più esposizioni, riprese da un oscillografo in diverse posizioni della sonda. Si vede chiaramente che dal catodo verso l'anodo si sposta una specie di onda d'urto; la sua velocità è stata misurata in 10^5 m/s, il che corrisponde alla velocità elettronica conosciuta, come risulta dalla formula

$$v = \mu \cdot E$$

con la mobilità μ misurata da altri ricercatori.

4. - SPIEGAZIONE DELL'ESPERIMENTO DI GUNN

La ragione del formarsi delle onde d'urto e delle onde progressive e quindi delle oscillazioni è stata trovata esaminando il comportamento proprio di determinati semiconduttori e sulla cui base due ricercatori inglesi, Ridley e Watkins, avevano previsto il risultato che tuttavia era rimasto sconosciuto a Gunn prima dell'esecuzione del suo esperimento. In particolare si rileva che la mobilità degli elettroni nel semiconduttore è inversamente proporzionale alla loro massa. La massa degli elettroni nel semiconduttore tuttavia è la stessa di un elettrone libero nel vuoto di un tubo elettronico. La teoria del movimento degli elettroni che nel conduttore procurano la conducibilità elettrica mostra ancor di più che la massa è determinata dalle forze d'attrazione e di repulsione dei portatori di carica e in tal modo dipende anche dallo stato di movimento degli elettroni di conduzione. Nell'arseniuro di gallio (GaAs) la massa effettiva, cioè la massa efficace, nel caso che al cristallo sia applicata una tensione, ha due valori: uno più alto, (valore vicino alla massa degli elettroni liberi) quando questi si muovono con rapidità ed un valore basso, quando sono più lenti. In tal modo la mobilità diminuisce all'aumentare della velocità degli elettroni, in quanto il valore della massa passa dal valore basso a quello alto. La velocità ed insieme la corrente, diminuiscono se il semiconduttore mostra una resistenza negativa.
Immaginiamo ora un cristallo di lunghezza l a cui viene collegata una tensione U (fig. 5). Supponiamo che nel punto x lo scambio di massa venga provocato da un'oscillazione di campo che

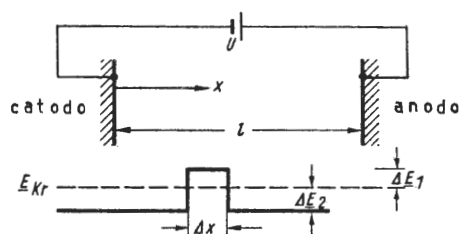



Fig. 5 - Schizzo che illustra il formarsi di una zona locale con resistenza negativa.

Fig. 6 - Dominio di resistenza negativa di una prova GaAs.

possa venire rappresentata come un impulso rettangolare; viene così a formarsi una piccola zona di elettroni « pesanti ». Questo provoca l'improvvisa diminuzione della mobilità; si forma localmente una zona con resistenza negativa. L'importante è ora che questa zona o « dominio » migri attraverso il cristallo, con la velocità degli elettroni dai quali è costituita, fino a raggiungere l'anodo dove la carica scompare dal cristallo passando nel metallo del contatto. Si può dire che il cristallo è costituito da due zone. L'una, la zona della resistenza positiva, sta ferma e l'altra, quella della resistenza negativa, si muove.

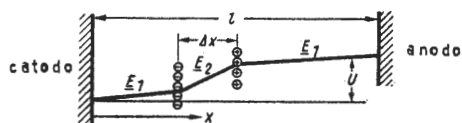
Consideriamo ora la fig. 6. Sul lato del catodo quasi tutti gli elettroni sono ancora leggeri; gli elettroni pesanti sono in formazione e si spostano più lentamente dei leggeri. Si forma quindi una carica spaziale (a sinistra). Gli elettroni più leggeri si muovono in avanti e vengono accelerati nel campo di valore più alto E_2 per il quale alcuni elettroni si trasformano in elettroni pesanti. Gli elettroni più veloci, sfuggendo, lasciano dietro di sè una zona positiva di densità elettronica ridotta (a destra). Le cariche positive e negative sono appunto le sorgenti ed i punti di annullamento del campo E_2 nel dominio. Contemporaneamente si osserva che il successivo dominio mobile si forma soltanto quando il precedente è uscito dal cristallo. Se il tempo di rotazione del dominio nel cristallo è $\tau = l/v$ (l = lunghezza del cristallo, v = velocità di migrazione degli elettroni), la frequenza di oscillazione sarà v/l. Per dischetti di cristallo molto sottili con $l = 10\ \mu$m, la frequenza è situata nella gamma delle microonde. Un circuito oscillante può essere così realizzato nella gamma delle microonde. Vediamo ora perché la frequenza (fig. 2) è inversamente proporzionale alla lunghezza l.

Le deduzioni su riportate sono comunque esatte soltanto quando la formazione della carica spaziale può avvenire in un tempo piccolo rispetto al tempo di rotazione.

Di recente però Copeland (della Bell Telephones) è riuscito a far funzionare completamente il diodo con resistenza negativa. A tale scopo il campo deve essere molto alto cosicché il tempo di rotazione sia più breve del tempo di carica del dominio. Questo si ottiene inserendo il diodo in un risonatore a microonde che deve prima essere fortemente eccitato. Questo funzionamento appare molto promettente e ne dovrebbe derivare addirittura un più alto rendimento.

5. - VALORI TIPICI

Le due masse effettive hanno il valore di 0,072 risp. 1,2 volte la massa libera dell'elettrone. In corrispondenza a ciò si trova la mobilità μ degli elettroni leggeri a 5000 cm²/Vs e quella degli elettroni pesanti a 200 cm²/Vs.

Al diodo è necessaria un'intensità di campo di 3600 ÷ 3800 V/cm. La velocità dei domini per i campi per alta frequenza è all'incirca di 10^7 cm/s, in corrispondenza a una lunghezza di prova di 0,1 mm la frequenza è di 1 GHz ed il tempo di rotazione di 10^{-9} s. Il passaggio da uno stato di massa all'altro avviene ad intervalli di tempo dell'ordine di grandezza di 10^{-3} s. La resistensa specifica non può essere inferiore a ca. 1 Ω/cm, perché altrimenti i campioni si riscaldano troppo. Se essa è superiore a 1000 Ω/cm, non sono disponibili sufficienti donatori. *A.*

Moltiplicatori di frequenza da banda X a banda Q

Due nuovi moltiplicatori di frequenza, con diodi varactor, che forniranno emissioni in banda Q da una sorgente in banda X, sono stati presentati dalla *Mullard*, consociata inglese del gruppo *Philips*. Il primo è un quadruplicatore, siglato tipo CL8700, e il secondo un triplicatore, tipo CL 8700/3; il diodo ad arseniuro di gallio usato in ambedue i moltiplicatori costituisce di per sè un nuovo articolo, siglato CXY12, e può essere fornito separatamente.

I due moltiplicatori di frequenza hanno una gamma di frequenze di uscita che va da 33 a 36 GHz. Adoperati con una sorgente a banda X adatta, i moltiplicatori possono costituire un generatore in banda Q che richiede una alimentazione più semplice e che è inoltre più compatto e di maggior affidamento di un oscillatore « klystron » in banda Q.

Il diodo CXY12 ha una bassa reattanza parassita e può dissipare sino a 500mW. È chiuso inoltre in uno speciale involucro a micropillola che presenta una resistenza termica particolarmente bassa. La frequenza di taglio del diodo è di non meno di 300 GHz ed il valore medio della capacità di giunzione di 0,3 pF.

Un quadruplicatore standard CL8700 è usato per assicurare che ogni diodo del tipo CXY12 dia una soddisfacente prestazione prima di essere definitivamente approvato. Con una potenza di ingresso di 500 mW, il quadruplicatore deve dare una emissione di 50 mW a 35 GHz. *(ph)*

dott. ing. A. Turrini

Gli alimentatori regolati in corrente*

In fatto di alimentatori, si usa ragionare di «tensione costante»; tuttavia la necessità di pensare alla corrente costante si fa sentire sempre più. Nell'esposizione che segue si mette in evidenza quello che è un alimentatore a corrente costante, poi si discutono le principali applicazioni di detti alimentatori.

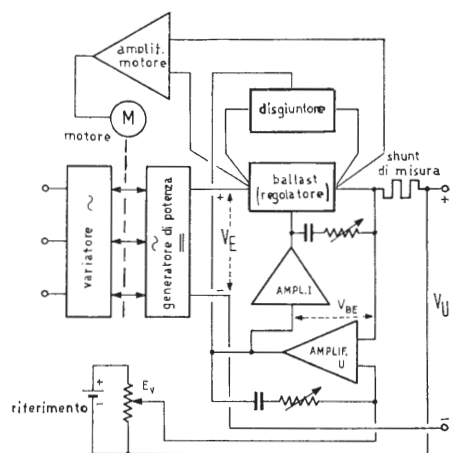



Fig. 1 - Schema a blocchi di un alimentatore regolato in corrente.

La differenza essenziale fra alimentatore a tensione costante e alimentatore a corrente costante sta nella loro resistenza interna, per una data regolazione ben inteso. Effettivamente, si cerca per gli alimentatori a tensione costante di ottenere una resistenza interna tendente a zero, mentre per gli alimentatori a corrente costante, al contrario, la resistenza interna tende a infinito.

1. - CARATTERISTICHE DA OTTENERE

Le caratteristiche degli alimentatori regolati in corrente sono determinate generalmente dai risultati fisici da ottenere. Si possono citare, secondo i diversi usi, le seguenti caratteristiche principali: stabilità in funzione delle variazioni della rete alternata; stabilità in funzione delle variazioni del carico; costante di tempo di regolazione; deriva all'accensione; deriva nel tempo, coefficiente di temperatura; ronzio residuo.

Alcune di queste caratteristiche dipendono esclusivamente dallo schema dell'amplificatore, specialmente dal guadagno a circuito chiuso e dalla banda passante; altre dipendono piuttosto dalla scelta dei componenti e dal loro montaggio (ambientale), cioè dalla tecnologia. Diremo più avanti qualcosa del bilanciamento differenziale d'entrata, del riferimento di tensione e dello shunt di misura.

Secondo il genere d'impiego, certe caratteristiche non sono obbligatoriamente omogenee; è il caso specialmente delle induttanze di grande costante di tempo (bobine con nucleo di ferro, dove il ronzio non è nello stesso rapporto della stabilità; per es. ondulazione residua 10^{-4} volte la tensione ai capi del carico per la stabilità di 10^{-5}). Tuttavia, il coefficiente di temperatura, la stabilità e la deriva sono, e devono essere, caratteristiche omogenee. Sarebbe illusorio ottenere una stabilità istantanea di 10^{-5}, se il coefficiente di temperatura fosse 10^{-4}, o se la deriva nel tempo (qualche secondo) fosse di alcune unità $\times 10^{-4}$ (rumore nella banda da 0,1 a 1 Hz).

1.1. - Stabilità

Si può definire la stabilità come $\Delta u / \Delta U_{alt}$ o $\Delta u / \Delta U$, dove ΔU è la tensione ai capi di uno shunt esterno di misura, ΔU_{alt} varia secondo la tensione di rete alternata, mentre ΔU varia con la tensione continua ai capi del carico (carico costante). Le stabilità comunemente ottenute per variazioni di tensione di rete del $\pm 10\%$, o per variazioni del carico del 20 % sono rispettivamente 10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5} e $5 \cdot 10^{-6}$.

In funzione delle variazioni della tensione di rete, è possibile ottenere stabilità di alcuni 10^{-6}, ma in questo caso le altre caratteristiche non sono più omogenee. Queste varie nozioni sono valide solo se i parametri a monte e a valle variano lentamente (variazioni superiori ad alcune decine di millisecondi); per variazioni più rapide interviene la nozione della costante di tempo.

1.2. - Definizione della costante di tempo

La costante di tempo riguarda due parametri distinti: le variazioni della tensione di rete e le variazioni del carico. Infatti, se nel primo caso, è relativamente difficoltoso far variare bruscamente la tensione di rete, nel secondo caso, si può facilmente, per mezzo di un commutatore elettronico, far variare un carico resistivo, in un tempo di qualche microsecondo.

Per la misura della costante di tempo, è indispensabile che il tempo del parametro (variazione del carico) sia trascurabile rispetto al tempo di «recupero» dell'alimentatore. Si può pure considerare come rientranti nel primo caso, i parassiti sovrapposti alla rete c.a.

Non essendo stata emessa alcuna norma, si considera in pratica la figura di opacità dell'alimentatore (espressa in dB). Questa opacità dipende in forte misura dalla capacità di accoppia-

(*) *Electronique Industrielle*, gennaio-febbraio 1969, pag. 17.

mento fra l'entrata e l'uscita dell'alimentatore, capacità data dal (o dai) trasformatore(i) e dalla filatura.
Dalla costante di tempo (più o meno riguardo alla variazione del carico) derivano le possibilità di modulazione.
Riassumendo, il tempo di recupero dipende, per le variazioni di carico, dalla banda passante dell'amplificatore, e per le variazioni della rete, dalla banda passante dell'amplificatore e dalla opacità. Tutte le misure qui accennate sono fatte su carico resistivo.

1.3. - Derive

Le derive di corrente sono misurate in unità tradizionali e sono determinate da registratori impieganti un metodo di zero. Si confronta generalmente la tensione ai capi dello shunt di misura rispetto a un campione di tensione.

1.4. - Ondulazione

L'ondulazione residua (ronzio), di frequenza inferiore a 300 o 600 Hz, può essere valutata in due modi: misura della tensione alternativa ai capi del carico, o misura della corrente residua (tensione alternata ai capi dello shunt di misura). Secondo le applicazioni, si usa uno o l'altro dei metodi. Il residuo in tensione ai capi del carico ($R + \omega L$) dipende in gran parte dalla natura del carico, mentre il residuo in corrente dipende unicamente dal guadagno del circuito.

2. - PRINCIPIO GENERALE DI FUNZIONAMENTO

Lo scopo da raggiungere è di ottenere una corrente costante insensibile alle variazioni del carico, al valore della tensione di rete alternata, alle variazioni della temperatura ambiente, tutto ciò tenendo conto dei limiti per i quali l'apparecchio è stato concepito.
Per ottenere la stabilità della corrente di uscita, malgrado queste variabili, occorre considerare un elemento variabile detto *ballast*, che fa automaticamente da «tampone» e ai capi del quale si troverà l'intera ampiezza di tutte le perturbazioni. Il circuito, adottato viene poi disposto in serie al carico rispetto all'alimentazione principale.
Poiché l'elemento ballast è percorso dalla totalità della corrente, la potenza dissipata diviene molto rapidamente proibitiva, se non si provvede a limitare la tensione ai suoi capi. Questa limitazione si ottiene con una prima rete di regolazione, che determina e controlla in ogni istante la potenza primaria in funzione della potenza di uscita, il che conduce a mantenere un intervallo di tensione definito ai capi dell'elemento ballast. Questo primo circuito di regolazione è ottenuto con un autotrasformatore variabile, o con una regolazione d'induzione assicurata da un motore comandato dall'informazione della tensione ai capi del ballast.
La zona in cui la tensione ai capi del ballast deve essere mantenuta costante dipende dalle ampiezze delle variazioni per le quali la regolazione deve essere assicurata e dalla loro rapidità.
In ogni caso, la prima rete di regolazione permette di ottenere un'alimentazione indipendente dal carico e assicura l'energia necessaria alla regolazione fino al cortocircuito.
Per poter sfruttare tutto il vantaggio del guadagno in potenza ottenuto dalla regolazione al livello del ballast, è indispensabile che quest'ultimo sia protetto efficacemente contro i sovraccarichi, e in particolare contro il cortocircuito. D'altra parte, la costante di tempo della prima maglia di regolazione essendo lunga rispetto alla costante di tempo del ballast, è indispensabile che quest'ultimo possa soddisfare le necessità energetiche, per tempi inferiori alla costante di tempo della prima maglia di regolazione.

2.1. - Regolazione

La corrente fornita dal ballast percorre lo shunt di controllo disposto in serie; la tensione localizzata ai suoi capi viene confrontata alla tensione di riferimento; la tensione differenziale che ne risulta viene poi applicata all'entrata di un amplificatore di errore che, attraverso uno stadio a transistori montati in circuito trasferitore di emettitore, modifica lo stato di conduzione del ballast, allo scopo di rendere, in ogni istante, la tensione ai capi dello shunt uguale alla tensione di riferimento.
La corrente di uscita vale: $I_u = U_{sh}/R_{sh}$, con $U_{sh} = E_v \pm u$, ossia:

$$I_u = (E_v + u)/R_{sh} \qquad (1),$$

dove u è la tensione di sbilanciamento dell'amplificatore di errore, U_{sh} è la tensione ai capi dello shunt di misura, R_{sh} è la resistenza dello stesso shunt, E_v è la tensione di riferimento. Nel comportamento dinamico, u ha un compito importante, poiché è funzione del guadagno dell'amplificatore.
L'amplificatore di tensione deve compensare le variazioni di polarizzazione del ballast e degli emettitori trasferitori formanti l'amplificatore di corrente. È interessante notare, a questo proposito, che per una regolazione in corrente, la tensione V_{BE} subisce piccole variazioni, poiché la somma delle correnti di emettitore deve restare costante. Il guadagno di tensione dell'amplificatore può essere scritta:

$$A = \Delta V_{BE}/\Delta u$$

da cui

$$\Delta u = \Delta V_{BE}/A$$

Sostituendo questo rapporto nella (1) che dà I_u, la corrente di uscita, per una variazione di carico, vale:

$$I_u = [E_v \pm (\Delta V_{BE}/A)]/R_{sh} \qquad (2)$$

e la variazione della corrente è:

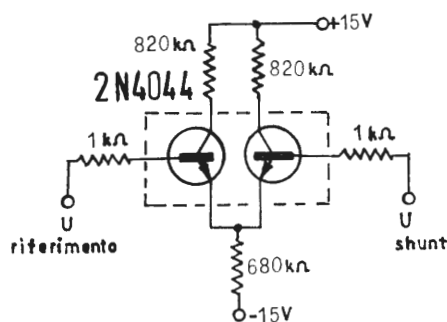



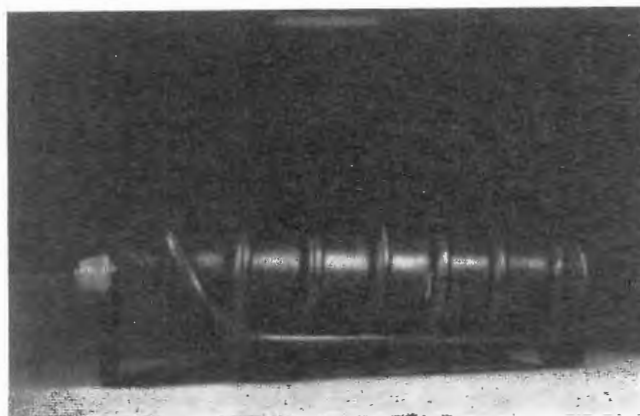
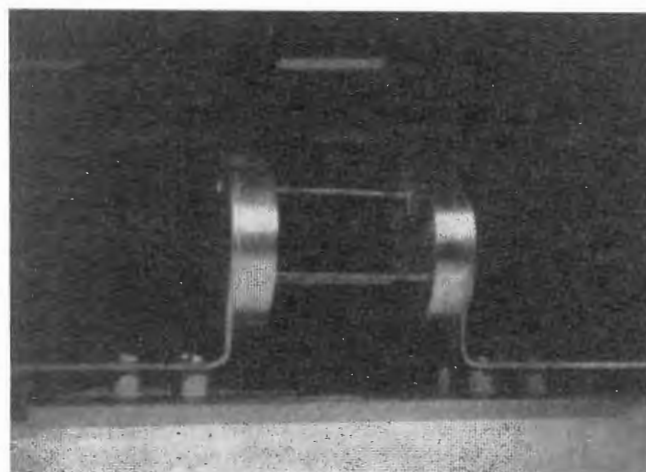
Fig. 2 - L'amplificatore differenziale impiega un transistore 2N4044 in unico contenitore.

a)

b)

Fig. A - 1) Vista di uno shunt a bagno d'olio - 2) costruzione di uno shunt per mezzo di tubi.

$\Delta I_u = I_u - [E_v \pm (\Delta V_{BE}/A)]/R_{sh}$ (3)

Dalle relazioni (1) e (2), il tasso di regolazione diviene:

$t = I_u - [E_v \pm (\Delta V_{EB}/A)]/R_{sh}$

$t = [E_v \pm (\Delta V_{EB}/A)]/(R_{sh} I_u)$ (4)

Il tasso di regolazione sarà tanto migliore quanto più grande sarà la tensione ai capi dello shunt ($R_{sh} I_u$) e quanto minore sarà il rapporto $\Delta V_{BE}/A$. Nell'esempio citato sopra, per l'alimentazione di 500 A, di regolazione 10^{-5}, ΔV_{BE} può essere dell'ordine di 0,3 V. Assumendo $E_v = 2$ V, sia uno shunt di 2 V/500 A=$4 \cdot 10^{-3}$ Ω, il guadagno necessario per l'amplificatore in circuito chiuso deve essere:

$A = \Delta V_{BE}/[E_v - (t R_{sh} I_u)]$ (5)

ossia: $0{,}3/(2 - 0{,}99999 \cdot 2) = 1{,}5 \cdot 10^{-4}$

Il guadagno di tale amplificatore permette di ottenere un rapporto segnale/disturbo favorevole, tenuto conto del fatto che, per non alterare la tensione di riferimento, la sua impedenza di entrata deve essere relativamente alta.

2.2. - Circuiti sensibili

2.2.1. - *Amplificatore differenziale di entrata*

Prendiamo per es. una stabilità di 10^{-5} e uno shunt di misura ai capi del quale ci sono 2 V, alla corrente massima. La tensione di errore massima permessa è $2 \cdot 10^{-5} = 20\,\mu$A. La variazione della corrente ΔI_s per lo shunt considerato nell'esempio precedente (4 mΩ) è:

$\Delta I_s = 2 \cdot 10^{-5}/4 \cdot 10^{-3} = 5$ mA

Si è detto prima che certe caratteristiche devono essere omogenee, specialmente quelle riguardanti la stabilità e il coefficiente di temperatura. Nell'esempio che segue, allo scopo di rendere utilizzabile la caratteristica di stabilità, bisogna tener conto che una variazione di carico comporta automaticamente una variazione di riscaldamento proprio dell'apparecchio, il che introduce la nozione di coefficiente di temperatura.

Sebbene le misure possano essere fatte a temperatura costante, la temperatura propria dell'apparecchio non è costante nel corso dei vari stadi di funzionamento; così, è necessario associare al tasso di regolazione il coefficiente di temperatura di ciascun componente.

La scelta dell'inerzia termica di taluni componenti, il più delle volte, per-

mette di semplificare i problemi di deriva, ma questa volta non risolve tuttavia il nocciolo del problema. Il coefficiente di stabilità definito sopra deve essere infatti il risultato di varie derive (a breve termine): del tasso di regolazione propriamente detto dipendente dal guadagno dell'amplificatore, della deriva del segnale di entrata dell'amplificatore di errore in funzione della temperatura, del coefficiente di temperatura della tensione di riferimento, del coefficiente di temperatura dello shunt di misura.

2.2.2. - *Deriva della tensione di entrata dell'amplificatore*

L'amplificatore può essere realizzato partendo da una bascula differenziale (fig. 2). Si userà per questo un componente simmetrico appaiato, del tipo 2N4044 presentato in un unico contenitore. La simmetria deve essere controllata a basso livello di corrente, $I_c = 10\,\mu A$, per il quale il rumore è favorevole. La struttura monolitica di questo componente permette di avere un guadagno di corrente dell'ordine di 200, il che si traduce nella corrente di 50 nA all'entrata dell'amplificatore e nella deriva della tensione di entrata $\Delta\,(V_{BE1} - V_{BE2})$ di $3\,\mu V/°C$. Per conservare le caratteristiche di questo circuito, conviene usare uno stadio separatore tra la bascula differenziale e lo stadio seguente.
Le caratteristiche dell'alimentatore ausiliario dell'amplificatore di errore intervengono nelle caratteristiche finali e nello schema l'alimentatore —15 V deve essere a basso ronzio (ondulazione residua+rumore) e deve possedere un buon coefficiente di temperatura.
La variazione della tensione di sfalsamento dell'amplificatore è dell'ordine di 2 mV/V, il che in pratica impone una stabilità dell'alimentatore —15 V di 10^{-4}, il che a sua volta si traduce all'uscita dell'alimentatore regolato in corrente, in una deriva di $2\,\mu V$ (shunt di 2 V), ossia 10^{-6}.

2.2.3. - *Shunt di misura*

Per certe intensità di corrente, tenuto conto che la tensione sviluppata ai capi dello shunt è dell'ordine di 1 o 2 V, si può usare, per piccole potenze, resistenze stabili classiche tenenti il posto di shunt. Si trovano attualmente sul mercato resistenze aventi coefficienti di temperatura di qualche $10^{-6}/°C$. Per correnti più forti (superiori a 5 A), diviene necessario costruire lo shunt con una o più leghe, che garantiscano un basso coefficiente di temperatura in un campo di temperature assegnato. Secondo le modalità di raffreddamento, che si possono adottare, lo shunt può essere costruito:
a) in manganina, per temperature dei fili che non superino +30 °C (coefficiente di temperatura $10^{-5}/°C$);
b) in bimetallo manganese Tophal Z, per temperature di +30 °C a +70 °C (coefficiente di temperatura da $-5\cdot10^{-6}$ a $10^{-5}/°C$);
c) per temperature più alte, si può usare l'evalohm (coefficiente di temperatura $2\cdot10^{-5}/°C$);
d) per intervalli di temperature fra +20 e +70 °C, è perfettamente adatta la lega zeranina, il cui coefficiente di temperatura è di $\pm3\cdot10^{-6}/°C$. Questa lega è fabbricata in filo di diametro sottile, il che rende poco pratico il suo uso per forti correnti. Quando si devono controllare correnti superiori a 20÷50 A, si è condotti a usare un dissipatore di calore per mantenere lo shunt ad una temperatura corrispondente alla sua gamma di funzionamento (coefficiente di temperatura più basso). Questi scambiatori di calore possono essere di tipi diversi:
1) se lo shunt è costituito da tubi, il raffreddamento può essere effettuato da circolazione di un liquido, diciamo di acqua;
2) se si impiegano tubi o elementi pieni, lo shunt può essere posto in un bagno di olio raffreddato con circolazione d'acqua. Questa tecnologia, nettamente più onerosa, dà eccellenti risultati e fornisce un'inerzia termica, che mette al sicuro delle fluttuazioni della temperatura dell'acqua. Contrariamente al caso precedente, lo shunt risulta perfettamente isolato rispetto al sistema di raffreddamento;
3) shunt classico, a fili pieni e a raffreddamento per convezione naturale.
La captazione del segnale generato dallo shunt deve essere molto accurata e la scelta dei metalli si deve fare in modo da minimizzare il più possibile l'effetto di f.e.m. di contatto. D'altra parte, è importante che i due fili di captazione non siano troppo lontani tra loro, per avere in funzionamento la stessa temperatura (le coppie termoelettriche di ciascuna estremità possono annullarsi e ΔT si annulla).

2.2.4. - *Riferimento di tensione*

La caratteristica di stabilità del riferimento di tensione deve essere migliore della caratteristica finale dell'alimentatore. Nel nostro esempio, per un alimentatore avente la stabilità di 10^{-5}, la stabilità propria del generatore di riferimento di tensione è di qualche unità $\times\,10^{-6}$, tenendo conto delle variazioni della rete alternata e delle variazioni unitarie di temperatura. Il riferimento di tensione può essere preceduto da un alimentatore, che permetta di lavorare a corrente costante con un diodo zener compensato in temperatura (fig. 3 a); la tensione di riferimento viene riportata al valore di lavoro (nel nostro caso, 2 V) mediante un divisore potenziometrico. Le caratteristiche di questa tensione di riferimento non sono praticamente influenzate dalle variazioni di tensio-

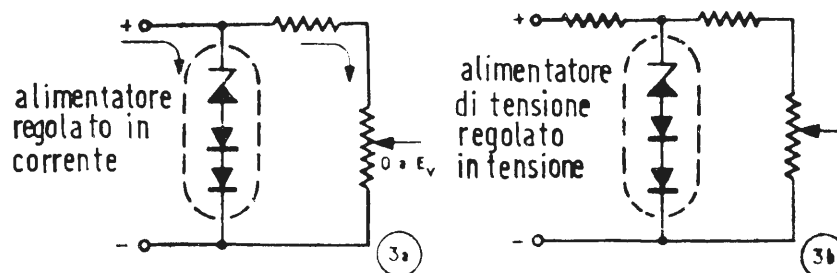



Fig. 3 - Alimentatore con regolazione in corrente a), o in tensione b).

ne della rete alternata, a motivo della piccola potenza del generatore, quando la corrente parassita di entrata ΔI_B dell'amplificatore di errore è di qualche nanoampere.
La corrente nel ramo potenziometrico è dell'ordine di $1 \div 2$ mA per una corrente di zener di $5 \div 7$ mA, il generatore ausiliario non fornisce che una corrente minore di 20 mA. Scegliendo un diodo zener di 8 V circa e di resistenza apparente 50 Ω, si ottiene la stabilità di 10^{-6} rispetto alle instabilità della rete alternata, con un generatore primario di deriva di

$$8 \cdot 10^{-6}/50 = 1{,}6 \cdot 10^{-7},$$

ossia praticamente 0,2 μA, il che rappresenta una stabilità propria del generatore di qualche unità $\times 10^{-5}$ (variazioni di rete di $\pm$ 10%).
Si può anche concepire un generatore primario stabilizzato in tensione; il diodo zener deve essere allora alimentato attraverso una resistenza in serie (fig. 3 b), la stabilità propria della sorgente ausiliaria essendo sensibilmente la stessa come nel primo caso. Per contro, l'elaborazione dello schema è più spiccia, come dimostra la fig. 4. L'elemento *E R*, il cui schema è dato qui, e che serve ad un tempo da amplificatore di tensione e da riferimento, è un *modulo di riferimento* con coefficiente di temperatura di $\pm 2 \cdot 10^{-5}$/°C; le resistenze R_5, R_7, R_9, R_{10} e R_{11} sono del tipo a filo, a coefficiente di temperatura minore di $\pm 5 \cdot 10^{-6}$/°C. Il diodo zener e il diodo in serie di compensazione correggono il coefficiente negativo della giunzione base-emettitore del transistore e Q_1 è un iniettore a corrente costante usato come resistenza di carico variabile, Q_2, amplificatore di corrente, e Q_3 rappresenta l'elemento ballast del generatore primario.

2.3. - Tecnologia

L'accostamento di certi circuiti è relativamente critico e, nella concezione, ci si prefigge al massimo di dissociare i circuiti sedi di correnti alternate (trasformatori, raddrizzatori, filtri) dai circuiti sedi di correnti continue di regolazione. D'altra parte, gli elementi sensibili, come lo shunt di misura, il riferimento di tensione, l'amplificatore di entrata, devono essere al sicuro dalle irradiazioni magnetiche, dai parassiti dovuti notoriamente ai diodi raddrizzatori e dalle correnti d'aria. Gli elementi sensibili, come il riferimento di tensione, l'amplificatore d'entrata, il comando dell'amplificatore di entrata, sono posti in contenitori termostatici, quando è necessario ottenere coefficienti di temperatura dell'ordine di 10^{-6}/°C.

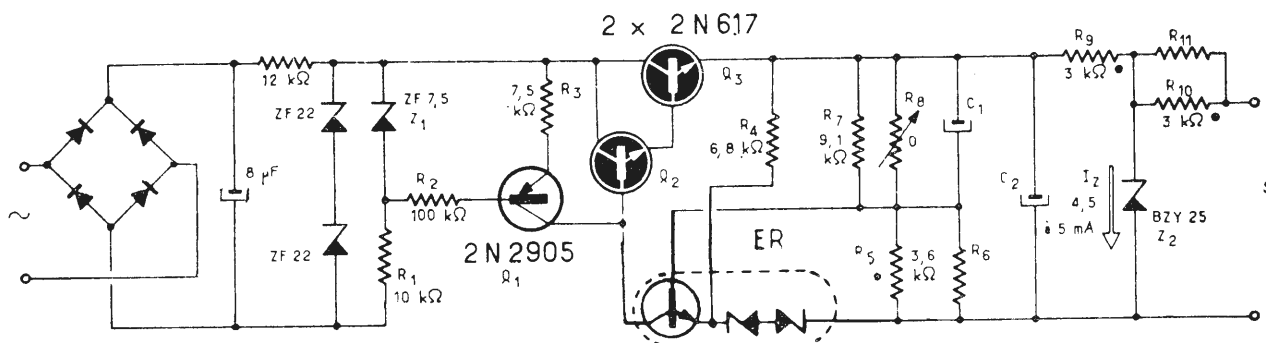



Fig. 4 - Schema del circuito di riferimento RZEA realizzato da Piero Fontaine.

Fig. B - Il modulo RZEA (elemento ER) di Piero Fontaine è un riferimento di tensione, ma può servire anche da amplificatore.

2.3.1. - *Raffreddamento*
Secondo le potenze e le correnti, si può effettuare il raffreddamento in tre modi: per convezione naturale, per ventilazione forzata, per circolazione d'acqua.
La ventilazione forzata, in generale, non si usa per apparecchi di grande stabilità. Infatti, le turbolenze inerenti a questo principio di raffreddamento, comportano variazioni di temperatura e gradienti di temperatura incompatibili con il funzionamento degli elementi sensibili, specialmente dello shunt di misura. Il raffreddamento si pratica sull'elemento regolatore in serie (ballast), lo shunt di misura e sui diodi raddrizzatori. Secondo i casi, specialmente per correnti superiori a 150 A, il raffreddamento è ottenuto con una circolazione d'acqua per questi tre componenti.

2.3.2. - *Sicurezze*
Sono molte e si richiama l'attenzione soprattutto sul grande affidamento in questo genere di materiale, il che comporta automaticamente certe precauzioni in esso adottate, che non si trovano in altri materiali più economici. L'elemento regolatore ballast in serie impiega in generale un numero non trascurabile di transistori di potenza in parallelo. Ciascun transistore è protetto per se stesso, in caso di anomalia, da un fusibile d'argento, che isola automaticamente l'elemento difettoso, senza per questo influire sul buon funzionamento dell'apparecchio; si prevede perciò una riserva di potenza dell'elemento regolatore dell'ordine del 20 %. Sono predisposte altre sicurezze riguardanti specialmente il riscaldamento degli elementi raffreddati, il controllo della circolazione dell'acqua, le sovratensioni dovute alla natura reattiva del carico, ed anche, più classicamente, i cortocircuiti.

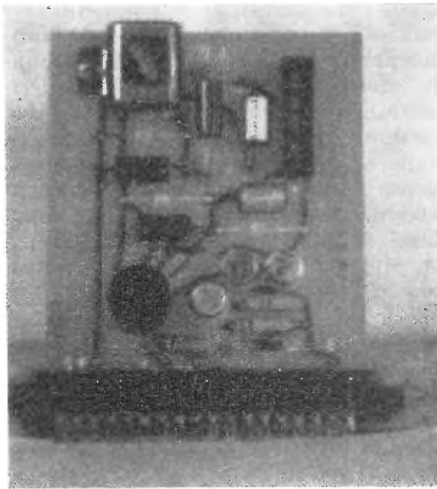
3. - APPLICAZIONI
Le fonti di energia regolate in corrente sono in generale associate a bobine (creazione di campi magnetici costanti), a lampade a filamento (sorgenti luminose campione), a tubi a gas (laser, xenon, ecc.), a caricatori di batterie speciali. Attualmente, la categoria di uso più sviluppata è la creazione di campi magnetici stabili.

3.1. - Bobine
Il campo magnetico *H* è funzione del numero di amperespire; il numero di spire è costante e se la corrente è costante, il campo *H* risulta costante automaticamente. Le bobine si classificano in tre categorie diverse: bobine a ferro, bobine ad aria, e bobine in superconduzione. Ciascuna categoria è individuata da una o più caratteristiche imposte all'alimentatore.
Bobine a ferro - La loro costante di tempo può essere lunga (diversi secondi); l'ondulazione residua dovuta alla frequenza fondamentale e alle frequenze armoniche della rete è di valore non critico; il carico immagazzina una grande energia (protezione delicata al distacco del carico).
Bobine ad aria - La loro costante di tempo è più breve, talvolta è di soli pochi millisecondi; bisogna predisporre una protezione contro le sovratensioni dovute al carattere reattivo del carico; l'ondulazione residua è sempre criticissima.

3.2. - Lampade campione
La stabilità della sorgente luminosa non è influenzata dalle variazioni di resistenza dovute al contatto e al riscaldamento eventuale dei fili di alimentazione, che sono corretti dalla regolazione in corrente. D'altra parte, l'alimentatore compensa automaticamente la variazione di resistenza del filamento dovuta all'« evaporazione ».

3.3. - Tubi a gas
I tubi a gas, tipo laser, sono tubi a scarica e la potenza del tubo è direttamente funzione della corrente del carico. Potenza costante significa perciò corrente costante.

3.4. - Caricatori di batterie
Per certi tipi di batterie, specialmente gli accumulatori a cadmio-nichel, è indispensabile conoscere esattamente la quantità di energia immagazzinata (con le batterie precedentemente scaricate). Un alimentatore regolato in corrente, associato ad un accessorio, permette di sfruttare razionalmente questo tipo di accumulatore. In generale, gli alimentatori regolati in corrente diventano indispensabili per tutte le applicazioni dove è necessario compensare in ogni istante una variazione di resistenza.

3.5. - Alimentazione di bobine « modulabili »
Il principio sfruttato per generare una corrente costante permette, secondo le necessità della fisica, di ottenere sia modulazione di campi (funzione semplice o complessa) per mezzo di semplice modulazione in tensione a basso livello, sia escursioni lente di 10 a 1 al massimo sfruttando la variazione della tensione di riferimento. La velocità ottenuta consente di coprire un campo da qualche secondo a diverse ore (caso della spettrometria). Queste modulazioni permettono di aggiungere o di sostituire alla regolazione in corrente, correzioni o controlli con la sonda Hall, o con la tensione generata da una risonanza nucleare, o con altra informazione di d.d.p. adatta ai bisogni. Questo funzionamento dinamico deve essere compensato con la costante propria dell'alimentatore; sono possibili frequenze di modulazione dell'ordine di 1 kHz, talvolta anche a fortissime correnti (da 100 a 500 A). *A*

Otton Czeczott

L'attività TV Dx in America del nord

Dal fascicolo di gennaio 1969 della rivista francese Le Haut-Parleur (n.1194) traiamo la seguente comunicazione del France DX TV Club (33 - Villenave-d'Ornon. Boite postale 11), dovuta ad un suo corrispondente in U.S.A., certo Bill Heusmann, residente presso Chicago.

* * *

Nonostante che il fenomeno dei TV Dx sia lo stesso dovunque sul nostro globo, alcuni fattori specifici di U.S.A. lo rendono un po' differente da quello che esso è in Europa.

Reti televisive numerose

Il TV-Dxer americano deve far fronte ad un numero prodigioso di emittenti. Effettivamente, ben tre reti a carattere commerciale operano negli Stati Uniti: ABC (American Broadcasting Company), NBC (National Broadcasting Company) e CBS (Columbia Broadcasting System), più una rete educativa, nonché molte stazioni « indipendenti », non affiliate a nessuna delle grandi reti. In totale negli Stati Uniti si contano ben 800 stazioni. Il Canada offre ulteriori possibilità di TV Dx: vi operano due reti inglesi ed una di lingua francese; un gran numero di ripetitori funziona in minori centri abitati del paese.

Casi difficili

Il numero impressionante di stazioni locali pone davanti agli amatori dei TV Dx molti problemi difficilmente superabili. Una città di media importanza entra di solito nel campo d'azione di quattro stazioni, cioè di una per ogni rete. Nelle grandi città come Chicago, New York, Los Angeles, vi sono rispettivamente otto, dieci e dodici stazioni TV! Inutile dire che in queste condizioni a Los Angeles non vi è praticamente nessuna attività TV Dx. Comunque, quando la propagazione è buona, c'è chi si accontenta di captare i TV Dx come sovrapposti ai programmi locali. Il numero eccessivo di stazioni locali è una realtà che preoccupa molti americani interessati ai TV Dx.

Durata dei programmi

La durata giornaliera delle emissioni TV è rilevante. In media esse iniziano alle 6,30 oppure alle 7 di mattina e alcune finiscono alla 1 o 2 di notte. Il TV-Dxer quindi, volendo captare qualche segnale lontano, trasmesso su canali occupati dalle stazioni locali, deve alzarsi presto o vegliare di notte.

L'unità dei sistemi di trasmissione

La legislazione americana impone a tutte le stazioni di trasmettere, ogni mezz'ora circa, una figura di riconoscimento. Tale figura comprende di solito le sigle dell'emittente e la sua localizzazione geografica. Contemporaneamente anche nel canale audio si trasmette un segnale di riconoscimento di modo che l'identificazione della provenienza di una trasmissione è possibile anche quando la definizione dell'immagine risulta scarsa o i caratteri sulla figura di prova non sufficientemente grandi. Di solito il maggior impedimento, nell'individuazione di un Dx, è presentato da interferenze causate da emissioni più potenti.
Difficoltà linguistiche negli U.S.A. praticamente non esistono. Visto la grande estensione del Paese, le stazioni ricevibili sono sempre di lingua inglese. Esistono stazioni canadesi di lingua francese in banda I, ma sono relativamente poche e non destano preoccupazioni. Anche quegli amatori, residenti nella metà meridionale del paese, che ricevono il Messico o Cuba, non si lamentano delle difficoltà linguistiche.
L'unità della lingua viene vantaggiosamente integrata dall'unità dello standard, mettendo l'attività TV Dx in America, alla portata di quasi tutti. L'unico ente che fa uso di uno standard disparato è la O.R.T.F., con la sua stazione di Saint-Pierre et Miquelon ma, perquanto ci pare, nessuno l'ha mai ricevuta in U.S.A. Non c'è nemmeno nessun disaccordo per la televisione a colori: contrariamente alla situazione attuale in Europa, lo standard adottato è dovunque lo stesso.

Le antenne per TV Dx

L'amatore americano ha a sua disposizione una grande scelta di materiale e di antenne per TV Dx. La classica Yagi è quasi abbandonata. Per la ricezione in VHF la maggior parte degli amatori sceglie tra antenne log periodiche o tra quelle Yagi angolari, di forme complesse (yagi-dièdre). Tra le antenne per UHF le più popolari sono quelle paraboliche, angolari e a cortina. Ci sono poi antenne a larga banda, destinate a coprire tutti i canali VHF e UHF. Di fronte a tante buone antenne adatte per i DX, pochi sono gli amatori, che se le costruiscono da soli.
Nonostante che ogni TV-Dxer desideri vedere la propria antenna in cima ad una torre a traliccio, non tutti se lo possono permettere. Tra le mi-

gliori ricezioni registrate si notano quelle ottenute con antenne collocate a 10 m d'altezza sopra il suolo. Solo un esiguo numero di amatori dispone di torri per antenne che montano fino a 30 m di altezza.

I risultati

L'amatore americano può captare in breve tempo una cinquantina di varie stazioni TV, particolarmente se favorito dalla propagazione troposferica E*. Dopo qualche anno l'amatore stesso potrà registrare 100 o 200 tra stazioni ricevute. Insistendo molto egli potrà superare la soglia di 300 stazioni per avvicinarsi a 400, cioè a quasi 50 % di tutte le emittenti TV del continente.

I servizi di televisione accettano i rapporti di ricezione e spediscono lettere di conferma, ma poche sono le reti televisive che mandano carte QSL tradizionali. Ad appoggio del rapporto si può sempre elencare le emissioni tipicamente locali, che distinguono le trasmissioni delle grandi reti. Vi è pubblicità negli intervalli, di ogni mezz'ora, destinati alla identificazione. La maggioranza degli amatori considera una foto del monoscopio come prova dell'avvenuta ricezione.

I modi di propagazione

La propagazione troposferica E offre le maggiori possibilità di realizzazione di DX. Questo accade nell'estate. Nel 1968 le prime manifestazioni si sono verificate in aprile. Anche se diradate verso la fine d'estate, ci furono belle ricezioni di questo tipo ancora in settembre. In banda III, precisamente sul canale A7 (174-180 MHz), è stata registrata una ricezione da oltre 1600 km.

Nelle regioni occidentali e centrali del continente, le aperture di propagazione si creano abbastanza spesso. Un Dx da 400 a 500 km è già considerato come molto buono. Una propagazione formidabile si è aperta in dicembre 1967, mettendo in condizioni gli amatori della regione di Chicago, di ricevere su VHF e UHF contemporaneamente, emissioni da oltre 2000 km.

Le riflessioni da sciami di meteoriti offrono minori possibilità per collegamenti TV Dx, ma un amatore perseverante può trarne vantaggio, purché approfitti delle ore di riposo delle emittenti TV locali. Le stazioni che possono capitare sono generalmente le stesse ricevibili in propagazione troposferica, ma succedono arrivi da stazioni molto più lontane e ciò aumenta considerevolmente l'interesse alle riflessioni su meteoriti.

Gli amatori della metà settentrionale degli Stati Uniti possono tentare la ricezione dei segnali riflessi dalle aurore boreali. In tali occasioni i segnali giungono molto forti e si disturbano reciprocamente in modo che le possibilità di identificazione delle stazioni ricevute diventano scarse. Di solito è dopo le aurore boreali che si stabiliscono propagazioni troposferiche, che portano ben più stazioni di quanto era possibile vedere durante il fenomeno stesso. È in questo modo che il giorno 7 settembre 1968 la stazione di Chicago, trasmettente sul canale A7, è stata captata in Groenlandia, cioè ad una distanza di 4000 km. Si trattava evidentemente di un caso molto raro. Pare che di questo modo di propagazione si avvalgono correntemente, per la ricezione dei programmi TV in famiglia, taluni abitanti dell'estremo Nord canadese, privo di emettitori TV, ma dove le aurore sono più frequenti, anche se prevalentemente di notte.

I club dei TV Dx

La massima associazione di TV Dx in America è la Worldwide TV Dx Association, di cui la sede si trova a Milwaukee, stato Wisconsin (USA). Di fondazione recente, essa si propone gli stessi scopi del France DX TV Club, ma conta per ora soltanto un centinaio di soci. Esistono senza dubbio molti altri amatori, ma per ragione della vastità del paese non è facile raccoglierli tutti. L'associazione americana (WTVDXA) pubblica un bollettino mensile con le raccolte dei risultati conseguiti dai suoi soci.

L'impianto ricevente dell'autore ed i risultati dallo stesso conseguiti

Per la banda VHF l'autore adopera una antenna derivata dalla Yagi, alla quale attribuisce un guadagno di 11 dB circa. Dalla sua riproduzione fotografica si deduce che si tratti di una struttura composta da tre direttori, due dipoli ripiegati e due riflettori, tutto in un piano e fissati al medesimo tubo portante. L'antenna destinata per UHF è una collineare a 16 elementi (ossia due antenne a cortina affiancate), la quale presenta un guadagno di 12 dB; la stessa è abbinata ad un amplificatore d'antenna transistorizzato, che offre altri 14 dB; vi è saturazione del segnale in ricezione locale. Le antenne sono girevoli, montate a 10 m dal suolo.

Il ricevitore è un televisore a colori RCA. Le stazioni locali sono 9, 8 delle quali a Chicago, cioè a 45 km di distanza dal luogo di ricezione. I canali, di solito occupati ogni sera, sono: A2 - 5 - 7 - 9 - 11 - 26 e 32. Le stazioni locali operanti su canali A2 e A5, essendo situate abbastanza lontano, non escludono le possibilità di ricezioni TV Dx nei giorni di grandi aperture troposferiche, anche se persistono molte difficoltà per la loro realizzazione.

Il migliore Dx dell'autore è: KBOITV sul canale A2 in arrivo da 2300 km. In banda III invece lo è la stazione di Jackson, stato di Mississippi, a 1000 km. In banda UHF la distanza maggiore raggiunta comporta 750 km. Dalla stazione WDHA-TV di Toledo, operante nella medesima banda e distante 320 km, capitano immagini di ottima qualità.

In quattro anni della sua attività TV Dx, l'autore della presente comunicazione ha registrato circa 190 stazioni televisive ricevute. *A.*

(*) Ogni volta che l'autore della presente corrispondenza tratta della propagazione tramite la jonizzazione E_s, egli adopera l'espressione « propagazione troposferica E », come se volesse mettere in risalto la circostanza che il segnale, oltre ad essere deviato all'altezza dello strato jonosferico E, deve attraversare due volte la troposfera, trovandovi buone condizioni per la propria propagazione. Forse l'espressione stessa è stata adottata dall'autore a ragione della ipotesi secondo la quale la comparsa delle jonizzazioni E_s sarebbe dovuta ad interazioni tra lo strato E e zone perturbate della troposfera sottostante (N.d.T.).

Panorama dei saloni internazionali dei componenti elettronici e dell'elettroacustica a Parigi

Rinunciando di proposito all'esposizione di cifre d'affari, di km² di superficie dei saloni, dei milioni di visitatori che hanno frequentato le mostre dei « Composants Électroniques » e dell'« Électroacoustique », intendiamo qui segnalare gli articoli esposti presentanti qualche caratteristica di novità e perciò di maggior interesse.
Ci è penoso l'aver constatato la scarsità della partecipazione italiana ai Saloni francesi, indice di assenteismo facilmente interpretabile come confessione di pochezza della nostra industria elettronica, travagliata da cento e una preoccupazione in un Paese, che in preda alle contestazioni, alla ricerca di un nuovo *modus vivendi* rischia la corsa alla distruzione del non molto costruito ieri.
Riportiamo un elenco alfabetico delle Case e dei prodotti che ci sono parsi degni di nota, chiedendo *veniam* per le involontarie omissioni.

Ampex - 14, Avenue P. Grenier, 92 Boulogne - Francia.
Due nuovi registratori di misura (SP-700, 33 canali; FR 1900 Multiband); un nuovo complesso di memoria numerica a nastro (TM-Z) e una nuova serie di nastri magnetici per calcolatori (tipo 870).

Argon - Via Malpighi, 4 - 20129 Milano - Italia.
La nuova MINI COMPACT è una macchina serigrafica di alta precisione per la industria elettronica dei circuiti professionali, è azionata ad aria compressa (4 ÷ 6 atmosfere). Serie di inchiostri per serigrafia.

ATES - Componenti elettronici S.p.A. - Via Tempesta, 2 - 20149 Milano.
Presenta tre nuove apparecchiature progettate e costruite nei suoi laboratori di applicazione: un ricevitore di TV a colori sistema PAL; ricevitori di TVC sistema Sécam; controllo automatico per luci di posizione di autovetture. Questo controllo è azionato di notte da un elemento fotoelettrico sensibile alle condizioni di illuminazione ambientale, elemento che provoca l'accensione delle luci al momento opportuno.

Audax - 45 avenue Pasteur, 93 - Montreuil - Francia.
Oltre alla sua vasta gamma di altoparlanti standard e di alta fedeltà, presenta i nuovi diffusori acustici « Audimax » di tipo chiuso e di dimensioni ridottissime. Caratterizzati dall'altissima qualità della riproduzione e da grande rendimento, che permette l'uso di modesta potenza (es.: potenza 8 W, banda passante 60 ÷ 18000 Hz; impedenza 4,5 - 8 - 16 Ω; dimensioni 225 x 260 x 140 mm; peso 2,35 kg).
Degni di nota i diffusori acustici del dipartimento VEGA della S. A. AUDAX: Biex, Triex, Fidelitex, Neofidex; l'altoparlante a larga banda (35 Hz ÷ 18 kHz) OMNIEX 21 da 20 W; il filtro Hi-Fi Cleveland a 2 incroci a impedenza costante.

Autorex France - 2 rue de Suez - Paris 18e - Produzione degli stabilimenti HECO (4 dipartimenti). Si segnalano i tre diffusori « Disc Masters » di 20, 40 e 60 W in regime normale (rispettivamente 30, 60 e 90 W di punta). I modelli da 20 e 40 W possono essere sospesi a un gancio murale. Fornisce sistemi di altoparlanti in combinazione e i relativi filtri d'incroci; altoparlanti in custodia in plastica; altoparlanti per autoradio.

Cegerec (Hirschmann) - 7, rue Ampère - 91 Massy.
Antenne esterne per radio MF, MA, TV (tutte le bande VHF e UHF) per canali francesi e per canali europei. Da segnalare le antenne per le bande IV e V, tipo standard a riflettore dietro, tipo « gitter », tipo « Super Spectral » per grandi distanze, tipo Super selettivo fino a 37 elementi. I tipi super spectral hanno guadagno massimo, grande direttività, altissimo rapporto ante/posteriore, piccola lunghezza (fino a 95 elementi, 93 direttori, 2 dipoli incrociati, 1 riflettore diedro). Antenne UHF tipo speciale (gitter, corner; Super Corner 2 x 2 direttori, 2 x 2 dipoli incrociati, 2 x 1 riflettore diedro). Antenne TV miste per bande I, IV e V opp. III, IV e V. Antenne interne VHF e UHF.
Amplificatori d'antenna collettiva autonomi TV e MF e a moduli. Antenne per autoradio - Cavi coassiali - Accessori per antenne (scatole di derivazione, commutatori d'antenne, convertitori di frequenza, accoppiatori, filtri, aste, minuterie).
Portieri telefonici di palazzi in tre versioni: circuito standard, circuito standard con amplificatore, circuito con amplificatore a segreto. Strumenti misuratori di campo; regolatori automatici di tensione; ricetrasmettitori; mire elettroniche per TVC Sécam; reglocolor (smagnetizzatore).

Cogeco - Divisione di « RTC - La Radiotechnique-Compelec » - 21, rue de Javel, 75 - Paris 15e.
Condensatori professionali a dielettrico plastico metallizzato serie MAR e KAR; condensatori ceramici norme tecniche professionali. Resistenze a strato metallico laccati, di alta stabilità serie MR. Articoli per l'affidamento dei prodotti COGECO.

Crouzet - Route d'Alixan B.P. 138 - 26 Valence.
La divisione automatismi presenta una serie di temporizzatori e alimentatori detti «Minuterie Electroniques», che completano le gamme di apparecchi similari già fabbricati dalla Crouzet.
Ricordiamo i tipi 88843; 88850; 88222, quest'ultimo è a riarmamento automatico, comporta un contatto temporizzato, che permette di aprire o chiudere un circuito alla fine di un tempo regolabile.
Relé tipo 994501 a 2 o 4 invertitori, 6 contatti di lavoro o 6 contatti di riposo, durata di vita 10^7 manovre a carico.
La gamma delle minivanne 81.238 (divisione macchine e automatizzazione) costituisce un complesso di materiali nuovi di grande prestazione e fidabilità; serve per fine corsa pneumatici, programmazione, montaggio su combinatore, risoluzione di problemi di logica pneumatica utilizzando la versione minilog.

Ducati (Italia), vende in Francia attraverso LCC - CICE (v. anche Faradohm) - Presenta un condensatore elettrolitico di dimensioni particolarmente ridotte, denominato « Subminel », ha lunghezza unica 11 mm, ed esiste in due esecuzioni con diametri diversi 4,5 e 5,8 mm. La serie copre la gamma da 100 μF/3 V a 4,7 μF/63 V.

EMI Electronics Ltd - Hayes, Middlesex.
La divisione tubi elettronici presenta una gamma di tubi speciali, vidicon completamente elettrostatici di 1,3 e

2,6 cm, fotomoltiplicatori e tubi catodici. Notevole è un nuovo intensificatore d'immagine a 3 stadi e concentrazione magnetica tipo 9770. Il Printicon è un tubo monoscopo elettrostatico, per la produzione di caratteri alfanumerici. Si notano i rivelatori di radiazione dello stato solido SB 2 e SB 3.

Sintonizzatore a tamburo EMI Micro 12, essendo costruito in lega di ossido di polifenolo riempito di vetro al 20 %, presenta caratteristiche elettriche eccezionali; è provvisto di un rotore fluttuante e di contatti bimetallici in metalli preziosi.

Ergon S.p.A., Anagni (Italia) - Località Fratta Rotonda (Frosinone).

Presenta i cinescopi a colori del tipo a maschera forata, a 3 proiettori, deviazione 90°, concentrazione elettrostatica, deviazione e convergenza magnetiche, E.A.T. 27,5 kV, accensione 6,3 V/0,9 A, trasmissione della luce attraverso lo schermo 53 %, posizione di montaggio qualsiasi.

La serie INVARCHROM è composta dei seguenti tipi: A 63-210 X (25" = 63 cm); A 56-130 X (22" = 56 cm); A 44-150 X (17" = 44 cm); A 38-130 X (15" = 38 cm); A 33-100 X (13" = 33 cm).

La Ergon fabbrica anche i gioghi di deviazione per i suddetti tubi a 90° a colori: giogo CD 1001 (bobine di deviazione orizzontale disposte in parallelo: 25 kV, corrente di punta 2,7 App, L = 2,9 mH, R = 2,8 Ω; bobine di deviazione verticale disposte in serie: 25 kV, corrente di deviazione 420 mApp, L = 115 mH, R = 53,5 Ω; bobine di deviazione verticale disposte in parallelo: corrente 0,82 App, L = 1,46 H, R = 170 Ω).

Unità di convergenza radiale CR 1001 (bobine di riga in serie: L = 440 H, R = 3,9 Ω; bobine di quadro in serie: L = 1,46 H, R = 170 Ω).

Unità di convergenza laterale CL 1001 comprende anche i due magneti di regolazione della purità dei colori.

Trasduttore per la correzione della distorsione a cuscino EC 1001. Inoltre, la serie di trasformatori di uscita di deviazione, le bobine di linearità, i trasformatori EAT per TVC.

Faradohm (L.CC.-C.I.C.E.) - rue de Paris - 93 Montreuil.

Come indica il nome, questa società fabbrica condensatori e resistenze (la Ducati è ad essa associata in Francia).

Il CERFEUIL 2000 è il primo condensatore ceramico pluristrati autoprotetto fabbricato in grande serie (2,3 x 2,3 x 6 mm); in esso è lo stesso dielettrico che assicura l'isolamento verso l'esterno e la protezione climatica e meccanica.

Condensatori al tantalio per funzionamento fino a 125° C ad elettrolita gelificato.

Resistenze a strato metallico (1/4 W) RMY, 3 modelli, 3 omologazioni grazie alla tecnica « multistrati » (Stand Eurista). Termistori DITG 55 per controllo delle temperature dei liquidi. Microelettronica: in seguito alla ripresa dell'attività circuiti integrati della Sesco, L.CC.-C.I.C.E. dispone dell'attrezzatura completa delle tecnologie di base (serigrafia, deposito sotto vuoto di nitruro di tantalio per polverizzazione catodica del Nichel cromo per evaporazione).

Le « Voltanze » o resistenze varianti con la tensione trovano applicazioni in TVC per la regolazione dell'E.A.T.

Ferisol (Ets Geffroy & Cie) - 18 Avenue P.V. Couturier, 78 - Trappes (Francia).

I nuovi strumenti presentati sono:

— generatori MA/MF tipi LF 201 e LF 301 per la messa a punto, la manutenzione e la regolazione dei ricevitori MA e MF nelle tecniche dei ponti radio (da 1 a 120 canali), telemisure, radiotelefoni etc.;

— minifrequenziometri HB 200 e HB 210 a circuiti integrati, il 1° copre la banda 0 ÷ 12,5 MHz, il 2° quella da 0 a 20 MHz;

— voltmetro elettronico tipo A 207, è un multimetro elettronico da laboratorio protetto contro i sovraccarichi; portate voltmetriche da 3 mV_{cc} a 3000 V_{cc} (fino a 30 kV con un divisore DT 201); portate ampermetriche da 0,3 μA_{cc} a 30 mA_{cc}; in c.a. le portate in tensione vanno da 10 mV a 300 V (con divisori fino a 15 kV) da 20 Hz a 1 GHz; portate ohmiche da 0,2 Ω a 5.000 MΩ.

Geloso - V.le Brenta Milano (Italia).

Magnetofono a cassetta portatile G 19 con alimentazione a pile, a rete c.a. 220/240 V, ad accumulatore (alimentazione 9 V); velocità del nastro 4,75 cm/s; sistema a 2 piste; durata di registrazione 1 o 2 ore; potenza di uscita 650 mW; risposta da 70 Hz a 8,5 kHz; dimensioni 11,7 x 20 x 5,8 cm; peso 1 kg circa (senza pile).

Registratore G 750, 2 velocità, 3 usi, 1,5 W, 2 bobine Ø 11 cm, 3 alimentazioni, telecomando, controlli visivi, portatile.

General Radio France (filiale della G.R. Co. americana)

Presenta un nuovo dispositivo di telecomando funzionante con tutti i variac comandati a motore delle serie normali.

Il tipo S 4002 è un servomeccanismo di precisione, che permette di ottenere una tensione variabile regolata a distanza.

La G.R. France presenta anche due nuovi modelli di autotrasformatori variabili in contenitore: modelli WEN 100 A e WEN 100 B.

Altri strumenti:

generatore d'impulsi tipo 1340 (frequenza da 0,2 Hz a 20 MHz, durata dell'impulso regolabile fra 25 ns e 2,5 s: tempo di salita 5 ns; doppia polarità degli impulsi di uscita; am-

pezza degli impulsi 10 V_{max}; impedenza di uscita 50 Ω opp. 1 kΩ; serve per il controllo di circuiti integrati, per misure automatiche e semiautomatiche;
frequenzimetro tipo 1191 Z fino a 500 MHz, comprende un contatore (1191) e un divisore (1157) che possono essere forniti anche separatamente;
microvoltmetro-picoampermetro tipo 1807, classe 0,2; impedenza di entrata 500 MΩ diretta e 5000 MΩ in posizione « interpolazione »; portata in tensione 0,05 ÷ 15 μV, 1500 V, portate in corrente 0,05 ÷ 15 pA, 1,5 mA; adatto per laboratori di elettronica e di fisica;
riflettometro tipo 1641 a vobulazione di frequenza per la misura delle onde stazionarie e delle perdite d'inserzione (frequenze da 20 MHz a 7 GHz;
nuovo contatore « Recipromatic » a commutazione automatica di gamma e di funzioni frequenzimetro-periodimetro, a 6 cifre qualunque sia la frequenza misurata.

Gipa - 15 rue Le Sueur - Paris 16e (Francia) - Groupement Interprofessionnel du Plastique Armé.
Applicazioni della plastica armata alle antenne professionali, all'elettronica, all'automobile etc. Alle antenne fornisce notevoli proprietà meccaniche, piccolo peso, inalterabilità agli agenti chimici e climatici, grande isolamento.
Isolanti elettrici (in elettromeccanica e nell'elettrosicurezza).
Parti per varie industrie meccaniche.
I prodotti qui accennati sono della Soc. L.E.R.C., 5 rue Boudrau, Paris 9e.
La L.E.R. rappresenta la GIPA al salone dei componenti elettronici di Parigi.

Halberthal S.A. - 13, rue Basse, 57 - Terville (Francia).
La ditta è specializzata in equipaggiamenti elettronici per siderurgia, miniere di ferro e carbone e stabilimenti industriali in genere.
Radiotelefono a MF ad accoppiamento per correnti portanti, mod. TMF 4000 « mini MAX », completamente a transistori.
Ciascun posto mobile o fisso comprende:
a) un complesso di circuiti elettronici (trasmissione, ricezione amplificazione AF);
b) un alimentatore;
c) un altoparlante, un microfono, un pedale di alternativa;
d) una scatola di accoppiamento per trasferire l'energia RF fra i circuiti di trasmissione o di ricezione alla linea di collegamento.
Tutti i posti sono intercomunicanti attraverso una linea comune.
Altri apparati sono:
interfonici con amplificatore da 10 a 100 W;
amplificatori per sonorizzazione di potenza (500 ÷ 100 W);
telecomandi per l'apertura di porte;
localizzatore di difetti di cavi;
ricerca persone.

Honeywell France - Michel Nico, Carl Byoir & Soci Ltd, Servizio Stampa Honeywell, 12, rue Avaulée, 92 - Malakoff.
Il « Comaco » (Controllo manuale coordinato) destinato alla realizzazione di pannelli di controllo industriali di tipo programmazione macchine utensili, compendia in un solo elemento molto robusto, un gran numero di comandi e di segnalatori luminosi. Si possono ottenere 1000 combinazioni di circuiti diversi.
La divisione Micro-switch aumenta la gamma di rivelatori di prossimità con apparecchi che funzionano da 0 a 45 mm.
I rivelatori della serie 902 FS, non avendo alcun contatto fisico con il materiale da rivelare offrono una fidabilità notevolmente più elevata di un fine corsa. Il mod. 902 FSC (uscita a 4 fili) è il più sensibile, è alimentato a 24 V, ha incorporato un amplificatore e rivela alla distanza di 45 mm.
Altri prodotti: interruttori di fine corsa ermetici serie OPH; memorie a tori magnetici e circuiti integrati per grande rapidità di esecuzione, tipo ICM-500; registratore XY differenziale mod. 560 ultra sensibile (portate da 5 μV a 20 V/cm), contiene un preamplificatore a basso fruscio; prime applicazioni dei circuiti integrati nei comandi manuali, tastiera elettronica SSK per uso in digitale di dati binari per mezzo di una matrice di codificazione.
Speciale considerazione merita l'Honeywell-Keytape, sistema di preparazione dei dati, combina in una sola unità le caratteristiche delle perforatrici e verificatrici tradizionali, consente il trasferimento diretto di dati da tastiera a nastro magnetico e la loro verifica. I Keytape sono reperibili anche presso la S.p.A. Honeywell, via Vittor Pisani, 13 - 20124 Milano.

ITT Components Group Europe - Cannon Électric France, 276, rue des Pyrénées - Paris 20e.
Si segnala:
nuovo cinescopio 63 cm a colori installabile secondo la tecnica « push-through » con risparmio di costo e tempo, tipo A 63-200 X a maschera forata e a fosfori migliorati;
nuovi condensatori tipo KS 17 in foglia di polistirene per applicazioni professionali;
nuovo commutatore rotativo tipo SM 50 molto piatto (30 VA o 20 W);
connettori rettangolari robusti DPX;
nuovi altoparlanti tipo LPBH 128/19/ /120 F da installare in piccoli contenitori Hi-Fi, fino a 5 W; il mod. 300/ /37/125 F ∅ 300 mm ha la potenza di 30 W;
connettori per filtri a RF;
tubi per microonde W 46 D/1G amplificatore a onde migranti per UHF, 270

W. Klystron per TV a 5 cavità di grande potenza. Amplificatore a onde viaggianti per comunicazioni tipo W 7/6 G, da 3,6 a 5 GHz. Amplificatore c.s. tipo W 3 Mc/3 A copre la gamma da 10,7 a 11,7 GHz, potenza 10 W, guadagno 40 ÷ 45 dB, F = 26 dB;
nuovo modulo logico « Ministatic », circuito stampato comprendente 4 moduli identici per famiglie logiche;
connettori su misura sistema « Varistrip », fino a 100 cavità;
nuovi diodi varactor di accordo per V.H.F. e U.H.F. e per micro onde, capacità da 0,33 a 100 pF, rapporto di sintonia fino a 4,7;
nuovo analizzatore di circuiti integrati tipo TX 935 A, combina la possibilità degli apparecchi automatici e di quelli di misura a matrizzazione manuovo cristallo per TVC e nuova linea di ritardo, destinati ai circuiti decodificatori del colore, il cristallo lavora a 4,43 MHz la linea di ritardo serve per i sistemi PAL, Sécam e NTSC;
scatola universale a struttura modulare per componenti elettromeccanici;
nuovi nuclei quadri per potenziometri, permettono grande densità di raggruppamento nei montaggi;
relé subminiatura secondo una tecnica completamente nuova, l'azione mediante diaframma dà robustezza e grande prestazione;
selettore di accordo tipo 152 a 16 canali per radio MA/MF e per televisori, a sintonia con varactor, selezione a tastiera;
circuiti a strato sottile, migliorano lo affidamento degli eccitatori cardiaci « pace maker ».
La mostra è stata allestita da 8 organizzazioni ITT.

Le transistor industriel L.T.I. - 194, rue des Gros Grès - 92, Colombes.
Multitone, ricerca persone in circuito chiuso fino a 200 m, o per via radio in V.H.F.; codificatore EA.9 o EA.9 S: trasmettitore TA 3 B e ricevitore RA 20 S e RA 25 S;
amplificatore telefonico 125 W tipo AMA.101;
teleallarme tipo TA 104 A previsto per ricevere il blocco télétest A 1, trasmettitore automatico di messaggi per via telefonica, per la protezione di impianti senza personale etc., reti tipo RC con segnalazione di chiamata, sonorizzazione e impianti speciali; microfono M 1 per multitone in V.H.F.

La Radiotéchnique-Compelec - (RTC) - 130 Avenue Ledru Rollin - Paris 11e.
Parti staccate:
resistenze CTN per alte temperature, tipo miniatura, fino a 300° C, modello 100 kΩ disponibile, prevista la gamma da 100 kΩ a 1 MΩ;
risuonatori ceramici, un disco di ceramica è polarizzato in modo da orientare radialmente la vibrazione meccanica del materiale; hanno le caratteristiche di un circuito accordato ad alto Q e presentano notevoli vantaggi rispetto ai risonatori classici;
condensatori regolabili miniatura a dielettrico plastico di tipo professionale (3 modelli: semplice, differenziale, a farfalla) per montaggio su circuiti stampati;
condensatori variabili a dielettrico di plastica per il grande pubblico, di piccole dimensioni;
connettore F 057 per la miniaturizzazione degli apparecchi di radionavigazione, telecomunicazione, teleinformazione e televisualizzazione; per circuiti stampati pluristrati, corrente max 1 A, tensione 100 V; a 48 contatti;
autotrasformatori moduli serie E 401 BB 050, E 401 BB 085 di corrente nominale 5 A e 8,5 A;
testine magnetiche professionali in ferrite speciale, con traferro riempito di vetro avente coefficiente di dilatazione uguale a quello della ferrite, servono per audio documentazione, strumentazione, registrazione, digitale;
circuiti stampati con processo di metallizzazione chimica ed elettrolitica;
circuiti a strisce lineari ottenuti con una tecnica di fotoincisione con la precisione di 30 micron.
Materiali e sottogruppi professionali:
memoria a linea di ritardo in vetro, utilizza un fenomeno istantaneo: il tempo di transito di un impulso meccanico in un solido;
memoria completa FI 2, semplice da mettere in funzione, di piccole dimensioni e di facile alimentazione, realizzata in parte con circuiti integrati a logica DTL, è compatibile con circuiti periferici pure a circuiti integrati, conserva le informazioni anche se manca l'alimentazione ed è esente da disturbi;
memoria FI 3, ha la capacità di 4096 parole di 6 cifre binarie, o 4096 parole di 18 cifre binarie;
ceramica piezoelettrica, applicata ad una sonda nel processo di pulitura industriale, dove la sonda funge da emettitore di ultrasuoni;
commutatori rotativi a circuiti stampati per apparecchiature di selezione, o di programmazione e nei contatori, in due esecuzioni;
unità di controllo di potenza, controllano l'innesco dei tiristori nel controllo di velocità, di coppia e del senso di rotazione di un motore;
unità di conta « serie 50 », rappresentano una gamma di blocchi modulari, che riuniti risolvono i problemi di conta in campo industriale, i nuovi tipi sono:
DCD 50 divisore d'impulsi, PDU 50 A esploratore di memoria e PDU 50 B selettore di memoria;
blocco funzionale « NORBIT 2 » destinato all'automazione, il controllo e la realizzazione di complessi sequenziali e di logiche nel campo industriale e circuito R 6, è stato concepito per diminuire l'ingombro del materiale degli apparati di telecomunicazione, come filtri e trasformatori. *(continua)*

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

G. Rossi

Filodiffusione stereofonica*

GENERALITA'

Presentiamo un ricevitore a 6 canali con il dispositivo combinatore per ottenere un'audizione stereofonica.

Non è il caso qui di ricordare che cosa sia la stereofonia e come nell'uso corrente essa si concretizzi nella diffusione su due canali diversi di suoni ripresi da due diversi microfoni.

Il sistema adottato dalla RAI sulle rete di filodiffusione prevede l'invio dei due segnali necessari per l'effetto stereofonico con il sistema detto « della somma e differenza ».

Questa scelta è stata dettata dalla necessità che il sistema sia « compatibile ». Con tale termine si vuole significare che un ascoltatore in possesso di un apparecchio ricevente di tipo monofonico possa ricevere la trasmissione in perfette condizioni e senza nessuna menomazione della qualità.

Per ottenere ciò i due segnali ripresi da due diversi microfoni che chiameremo rispettivamente A e B, vengono sommati ed il segnale $A+B$ così ottenuto modula la portante del IV canale ($f=277$ kHz) che permetterà come già detto, l'ascolto monofonico.

Viene fatta inoltre la differenza tra i detti due segnali e questo segnale differenza $A-B$ va a modulare la portante del VI canale ($f=343$ kHz).

In ricezione occorrerà quindi demodulare separatamente dalle due portanti i due segnali di bassa frequenza $A+B$ ed $A-B$ ed inviare questi due segnali su una rete che somma algebricamente il segnale $A+B$ sia con il segnale $(A-B)$ e sia con il segnale $-(A-B)$, per riottenere i due segnali separati $2A$ e $2B$ che saranno rispettivamente i segnali del canale destro e sinistro.

È ovvio che per ottenere una buona diafonia tra i canali destro e sinistro occorrerà che sia rispettata in modo rigoroso l'uguaglianza dei segnali $A+B$ ed $A-B$ in ampiezza e fase.

Per quanto riguarda il rispetto della fase si è realizzato la parte radio frequenza del VI canale con filtri appositamente studiati e adottati anche per il IV canale. Si potrà notare nello schema riportato in fig. 1 il criterio adottato nel calcolare la resistenza di smorzamento dei trasformatori; cioè si è preferito per il VI canale smorzare molto lo stadio a singolo accordo piuttosto che ripartire lo smorzamento tra i 2 filtri poiché questi trasformatori lavorano solamente alla frequenza fissa di 377 kHz. Si ottiene così, per questo canale, una banda passante di radio frequenza rivelata più

(*) Da Applicazioni Tecniche Semiconduttori - Mistral.

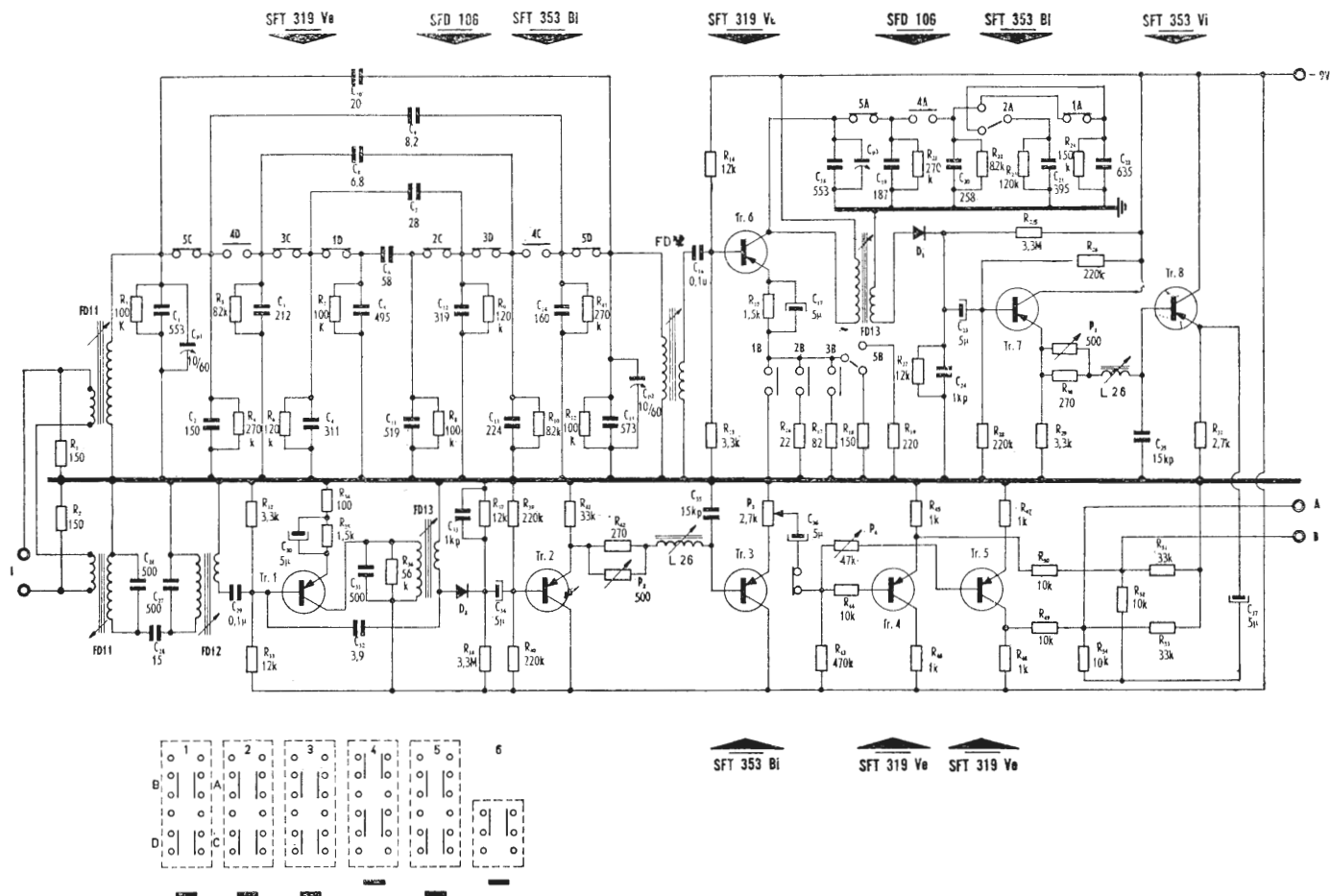



Fig. 1

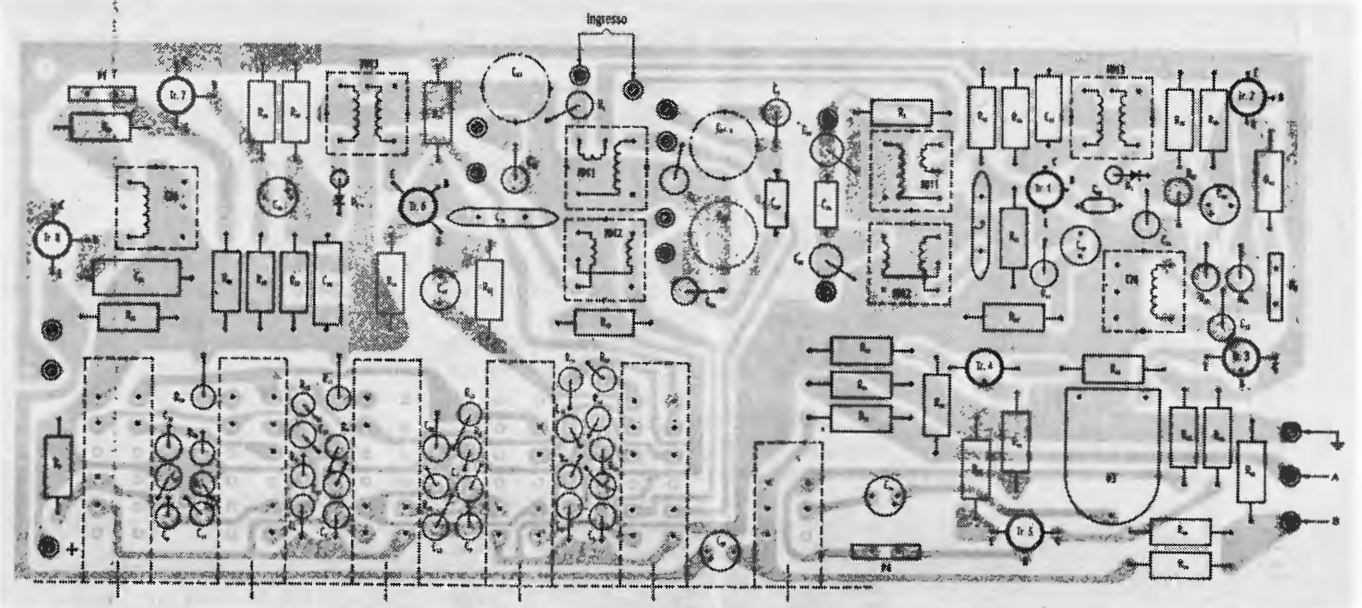
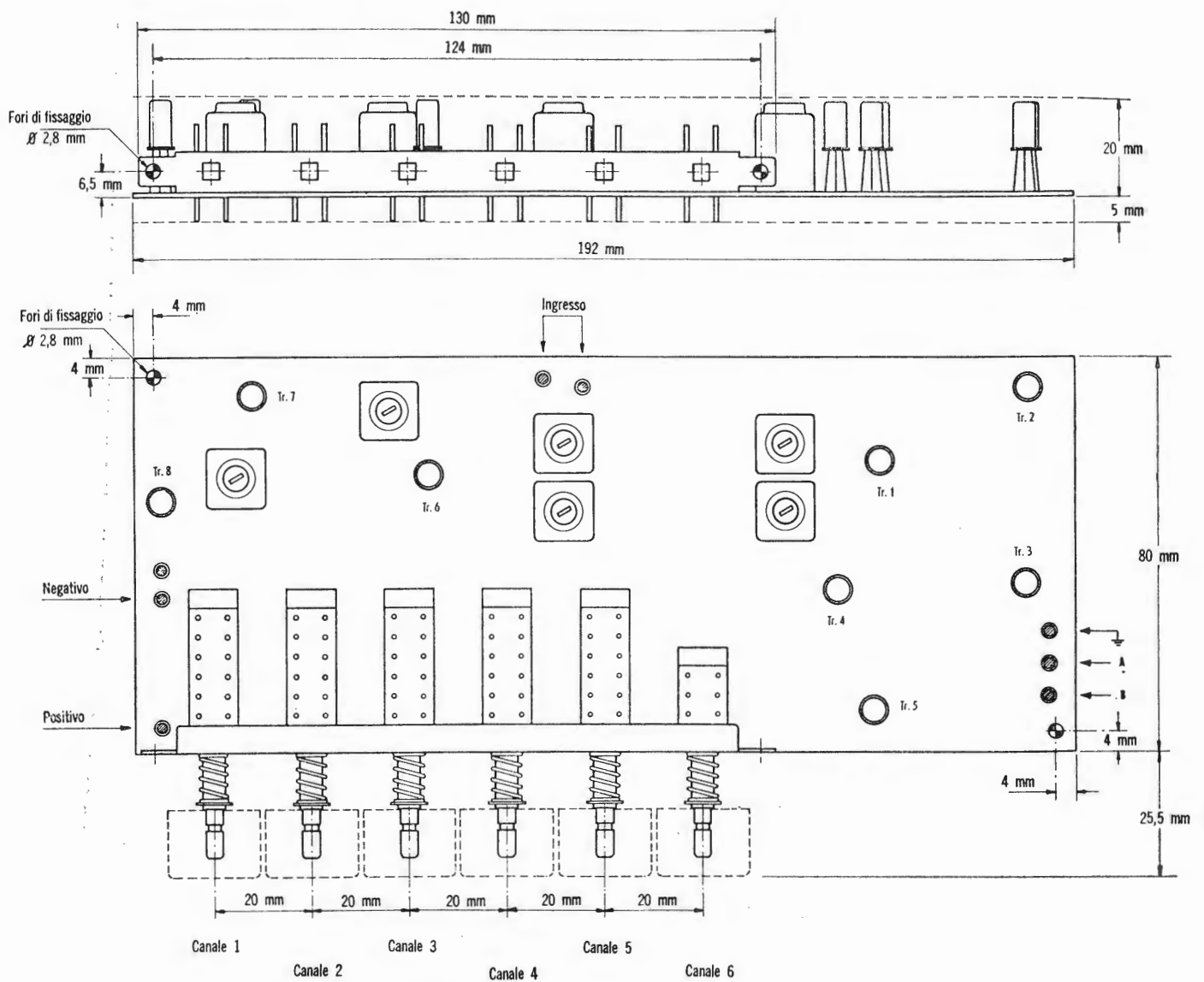
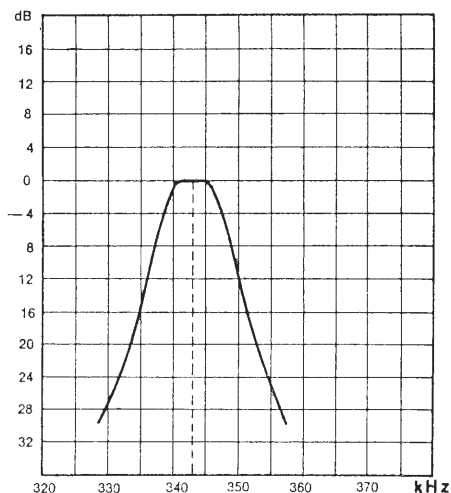



Fig. 4

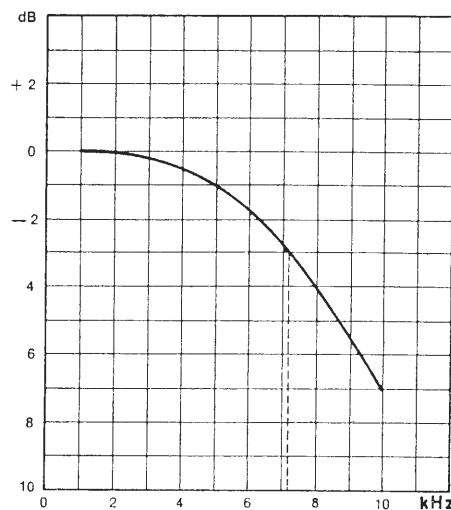



Fig. 5

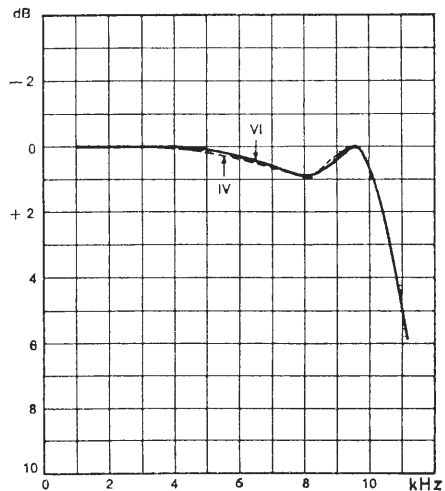



Fig. 6

lineare, dati i Q a vuoto dei trasformatori impiegati.

Per questo canale non occorrono, ovviamente, dei trimmer, anzi C_1, C_2, C_7 accettano una tolleranza del ± 5 % mentre C_3 deve avere una tolleranza ± 2,5 %.

In fig. 4 è riportata la banda passante in alta frequenza del VI canale e in fig. 5 la banda passante all'uscita del rivelatore.

Ricordiamo che il filtro L_{26} C_{10} permette di ottenere una banda passante da 20 a 10.000 Hz entro ± 1 dB.

In fig. 6 è riportata la banda passante globale all'uscita del IV e del VI canale.

All'uscita del transistore T_3 si avrà il segnale $A - B$. Il transistore T_1 è stato controreazionato con la resistenza R_{34} in modo tale che il segnale $A - B$ uscente da T_3 sia sempre maggiore del segnale $A+B$ uscente dal IV canale. Questo per poter avere la possibilità di compensare mediante P_3 le eventuali differenze di livello che si possano avere nei diversi punti di ricezione tra i canali IV e VI, dovute all'attenuazione lungo la linea di trasmissione. Si dispone quindi sull'emettitore T_3 di un potenziometro semifisso che permetterà il bilanciamento del ricevitore una volta installato.

L'uscita rivelata del VI canale deve essere combinata con quella del IV canale per ottenere separatamente i segnali A e B.

Ciò può essere ottenuto con uno o due trasformatori che richiedono una esecuzione molto accurata in quanto devono presentare una banda passante costante da 60 Hz a 10.000 Hz per non introdurre rotazioni di fase, il che renderebbe impossibile ottenere una buona diafonia tra i due segnali A e B. Per lo stesso motivo devono essere ben bilanciati per eseguire la somma algebrica.

Più semplice e più economico si presenta il circuito combinatore rappresentato dai due transistori T_4 e T_5.

Dal potenziometro P_3 il segnale $A - B$ viene inviato sia sul transistore T_4 sia sul transistore T_5.

Dal transistore T_5, che ha un guadagno uguale ad 1, il segnale viene prelevato sul collettore in modo da ottenere il segnale $-(A - B)$.

Questo segnale mediante la rete R_{49}, R_{54}, R_{53} viene sommato algebricamente con il segnale $A+B$ proveniente dal IV canale e si otterrà all'uscita il segnale B.

Dal transistore T_4 viene prelevato il segnale dall'emettitore e si avrà quindi ancora il segnale $A - B$. Il reostato P_4 viene regolato in fase di taratura del ricevitore per ottenere la perfetta uguaglianza in ampiezza, con il segnale uscente dal collettore di T_5.

Precisiamo che l'uguaglianza suddetta è relativa solo alle ampiezze in quanto sono stati impiegati transistori drift SFT 319, che assicurano il rispetto delle fasi in tutta la banda interessata. Il segnale uscente da T_4 viene sommato mediante la rete R_{50}, R_{51}, R_{52} al segnale $A+B$ e si otterrà quindi il segnale A.

L'allineamento delle due sezioni in alta frequenza si effettua con il metodo normale (si può controllare, per maggior sicurezza, le bande passanti globali dei canali IV e VI, perché siano simili).

Per tarare e controllare la sezione combinatrice, se non si dispone di un generatore di segnali avente le due portanti 277 kHz e 343 kHz modulate con i segnali $A+B$ ed $A - B$, si può procedere molto semplicemente nel seguente modo.

Si premono sia il IV tasto, sia il VI (è evidente che mentre il IV tasto è interdipendente con il I, II, III e V, il VI tasto deve essere indipendente dagli altri).

Si invia la portante 343 kHz, modulata a 1.000 Hz con profondità di modulazione 50 %, livello Vg = 15 mV e si ruota il reostato P_4 per avere sulle due uscite la stessa ampiezza di segnale.

A questo punto il modulo è tarato, in quanto, il reostato P_3 va ritoccato, come già detto, sul posto di ricezione. Mentre se si vuole controllare la diafonia, una volta tarato il reostato P_4, occorre inviare contemporaneamente anche la portante 277 kHz nelle stesse condizioni del 343 kHz, si ruota P_3 per ottenere il massimo sull'uscita A ed il minimo sull'uscita B.

Le caratteristiche di questo ricevitore sono:

- Tensione di alimentazione: 9 V;
- Impedenza d'ingresso bilanciata: 150 Ω;
- Impedenza d'uscita 4,5 kΩ;
- Sensibilità, portante modulata al 50 % a 1000 Hz per $V_g = 20$ mV $V_u > 50$ mV;
- Differenza del livello d'uscita tra i diversi canali per V_i=cost.<2 dB;
- Banda passante entro ± 1 dB, 20÷10.000 Hz;
- Distorsione (portante modulata al 90 %) < 0,5 %;
- Rumore (0 dB=50 mV) < 60 dB;
- Massimo segnale d'ingresso 100 mV;
- Corrente assorbita 10 mA;
- Diafonia tra i diversi canali (a 1000 Hz): > 60 dB.

Diafonia tra uscita A ed uscita B nella ricezione stereo:

freq. mod. Hz	diafonia dB (tip.)
400	30
1.000	32
5.000	28
8.000	26
10.000	20

In fig. 2 è riportato il disegno di cablaggio e in fig. 3 sono riportate le dimensioni d'ingombro e le connessioni. *A.*

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

dott. ing. A. Calegari

Appunti su un pianoforte elettronico*

Da diversi anni, si sono espressi desideri circa la immissione in mercato di un piano elettronico.
In particolare, le scuole musicali hanno interesse per uno strumento che possa essere impiegato per l'istruzione di gruppi di allievi.
Nell'articolo presente, gli autori, dopo aver messo in evidenza le proprietà essenziali di un pianoforte classico, descrivono uno strumento elettronico avente molti vantaggi sul piano classico: piccole dimensioni, poco peso, quindi facile trasportabilità, nessun bisogno di accordatura, possibilità di ascolto in cuffia.

Perché si richiede un pianoforte elettronico?

Il pianoforte convenzionale è uno strumento tanto diffuso che sul piano musicale, può sembrare assurdo volerlo duplicare con una versione elettronica. Inoltre, esso ha raggiunto una perfezione tale che non è pensabile di migliorarlo, se non si propone di comporre nuove musiche per uno strumento nuovo, che non sarebbe mai un vero pianoforte. Mettendo da parte questo argomento di per se appassionante, si vogliono mettere in evidenza alcuni punti deboli dello strumento tradizionale, dei quali il più importante è l'impossibilità in cui sono posti di servire per l'istruzione di un gruppo di allievi.
Si ricorda che negli U.S.A. esistono corsi collettivi impieganti mezzi elettronici; gli allievi dispongono ognuno di un pianoforte, l'insegnante, provvisto di auricolari, ascolta successivamente l'esecuzione di ciascun allievo. Altrove (per esempio in Francia presso la Legione d'Onore) si tengono corsi collettivi di pianoforte in condizioni incredibili: 50 allievi suonano su 50 piani nella stessa sala, e il professore riesce a ritrovarsi!
Altro inconveniente del pianoforte convenzionale è la sua sensibilità alle variazioni di temperatura, che impone la necessità di frequenti «accordature»; per non parlare del disturbo recato alla tranquillità del vicinato durante l'esecuzione degli esercizi assolutamente necessari.

L'eliminazione di questi punti deboli ha rappresentato la meta perseguita nella costruzione di un piano elettronico. Ma per realizzare una copia impeccabile di un piano tradizionale, bisognerebbe dapprima fare uno studio sul pianoforte per determinare le caratteristiche principali e secondarie, che fanno sì che il suono di un piano sia veramente quello di un pianoforte. Per fare ciò, sono stati fatti studi intensivi sui piani di fama mondiale. I risultati vengono discussi nella prima parte di questo esposto. Nella seconda parte, si descrive una versione interamente elettronica del pianoforte.

1. - CARATTERISTICHE FONDAMENTALI DI UN PIANOFORTE CONVENZIONALE

Con un pianoforte possono essere suonate 88 note. Esse sono riunite in gamme secondo una scala di crescenza determinata e ciascun tono è caratterizzato dalle seguenti sei proprietà, che dovranno ritrovarsi in una copia elettronica del piano tradizionale.
(Nella scala temperata, la cadenza è uguale a $\sqrt[12]{2}$).
Ecco le sei proprietà:
1° l'ampiezza iniziale del suono dipende dall'intensità con la quale il tasto è stato battuto (rif. 9 e 11);
2° l'intensità del suono diminuisce con pendenza decrescente nel tempo, cioè il suono decresce gradualmente ma sempre più lentamente;
3° il suono associato ad un dato tasto si sente solo quando si batte il tasto e si smorza rapidamente, quando si abbandona il tasto, a meno che, avendo escluso lo smorzo (sordina), i suoni normalmente associati ad altri tasti entrino in vibrazione per risonanza;
4° il numero di armoniche di un suono è grandissimo appena che il tasto sia stato battuto; il numero di armoniche diviene gradualmente minore quando il suono si attenua in modo che, in generale, le armoniche superiori cadono più rapidamente al disotto della soglia di udibilità rispetto alle armoniche di ordine inferiore;
5° durante il periodo di decrescenza di un suono, ha luogo una variazione periodica nel rapporto di intensità delle armoniche;
6° le armoniche 7ª e 9ª, considerate come aventi influenza dissonante sul suono, vengono praticamente eliminate se la corda è pizzicata a 1/8 della sua lunghezza; ne deriva che l'8ª armonica è completamente soppressa.
Queste proprietà sono illustrate nelle figure da 1 a 4, che sono state determinate con calcoli e misure effettuate su piani di tipo classico.
I dati sono valori medi. Ogni singolo piano fornirebbe curve diverse secon-

(*) *Electronique professionnelle*, dicembre 1968, pag. 38.

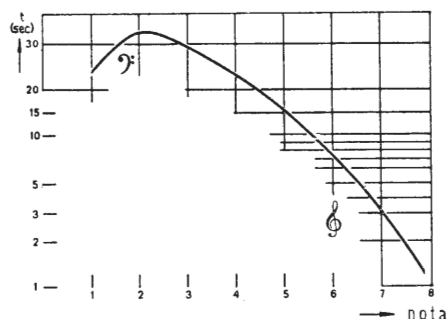



Fig. 1 - Tempo di attenuazione in funzione dell'altezza della nota.

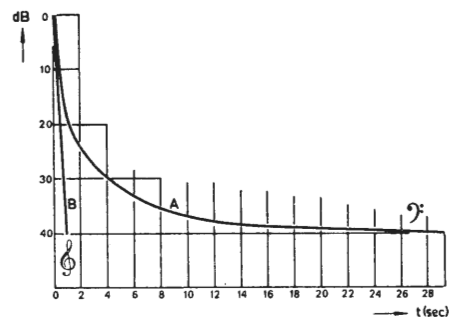



Fig. 2 - Curve di attenuazione dei suoni bassi e acuti.

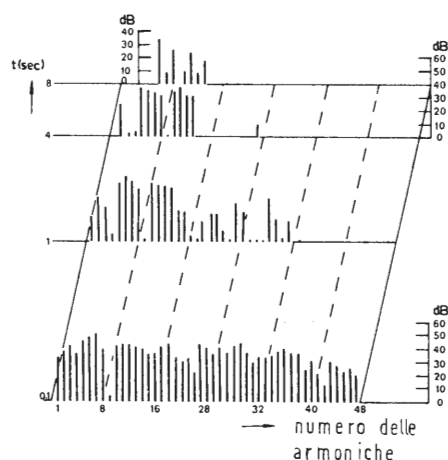



Fig. 3 - Spettro acustico del do_1, 1/10, 1, 4 e 8 secondi dopo che il tasto è stato battuto.

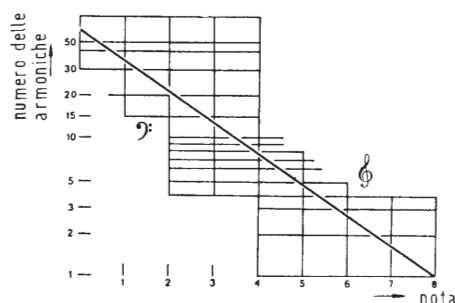



Fig. 4 - Numero di armoniche in funzione dell'altezza della nota.

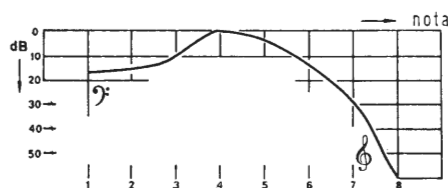



Fig. 5 - Potenza acustica in funzione dell'altezza della nota.

do la sua costruzione. La diminuzione del suono dipende dall'altezza della nota (rif. 11 e 12).

I tempi di decrescenza totale del suono per tutte le note dal do_1 al do_8, sono rilevabili dalla fig. 1. (Il do_1 è il 1° do del pianoforte; il do_8 è l'ultimo do). Si ottiene l'estinzione di un suono quando l'ampiezza è scesa 60 dB sotto il suo valore iniziale (riduzione a 1 milionesimo).

L'attenuazione di una nota bassa segue approssimativamente la curva A della fig. 2, mentre la curva B è la curva caratteristica di attenuazione dei suoni acuti (rif. 9 e 11). Si può notare che la curva B è praticamente ad andamento esponenziale, mentre la curva A rappresenta una combinazione di varie funzioni esponenziali (generalmente 2 o 3).

La fig. 3 indica la variazione nel tempo dell'intensità della fondamentale e delle armoniche per il do_1. Si noti che l'estinzione delle armoniche 7ª, 8ª e 9ª non è così totale come farebbe prevedere il calcolo.

La fig. 4 indica il numero totale di armoniche, che contribuiscono alla sensazione acustica. Come è facile vedere, il numero di armoniche è una funzione lineare dell'altezza della nota. Pianoforti di modelli diversi darebbero risultati, che si scosterebbero dalle curve medie. Ciò dimostra che ciascun piano porta con sé il marchio del suo costruttore, ma resta in ogni caso nei limiti che lo rendono pianoforte.

1.1. - Altri punti importanti

Quanto si è detto fin qui riguarda le caratteristiche principali dei suoni del piano, ma ci sono altri argomenti che si devono prendere in considerazione. Uno è che la trasmissione dell'energia acustica non ha sempre lo stesso rendimento (rif. 4 e 14), è ottimale in vicinanza del do_4 e diminuisce nei registri acuti e bassi, come dimostra la fig. 5.

Un aspetto psico acustico è che il riconoscimento del suono del piano dipende molto dalla percussione, il tempo di formazione del suono è dell'ordine di 10 ms.

Altro punto importante è che le frequenze dei suoni componenti prodotti da un piano di tipo comune, sono leggermente più alte delle armoniche (rif. 3). (Gli autori si riferiscono qui allo studio sull'« Innarmonicità delle corde di un piano a corde piane », citato in bibliografia). Le armoniche reali di una corda non corrispondono mai alle armoniche calcolate matematicamente. Per es., la 15ª componente ha praticamente la stessa frequenza della 16ª armonica per il la_0. In conseguenza, non ci sono due periodi di un suono che siano esattamente simili a motivo delle relazioni di fase dovute al caso. Ciò è particolarmente importante nelle note basse, che sono ricchissime di armoniche. Altra conseguenza è che l'accordo del piano deve essere « temperato » come indica la fig. 6 (rif. 13). (Infatti, la curva di audibilità dell'orecchio umano non corrisponde rigorosamente a ciò che esige la matematica, quindi, se un piano fosse stato accordato con un contatore digitale, ci sembrerebbe sbagliato. È per questo che l'autore ci dice che l'accordo deve essere alterato: egli indica in quali proporzioni come dice subito dopo).

Come si vede, l'accordo è modificato di $-30/100$ per il do_1 e di $+30/100$ per il do_8 (1 centesimo è uguale a $\approx 0{,}06\ \%$).

L'accordo di un piano varia pure con la temperatura. Un cambiamento graduale di temperatura provoca un errore di accordatura di 1/100 per grado centigrado. Variazioni brusche di temperatura possono provocare una scordatura più grave, perché la cornice reagisce più lentamente delle corde alle variazioni di temperatura. Questa proprietà del pianoforte tradizionale non dovrà essere replicata in un piano elettronico.

Per terminare, accenniamo alle vibrazioni della cornice provocate dall'urto dei martelli sulle corde. Questo rumore d'impatto è particolarmente dan-

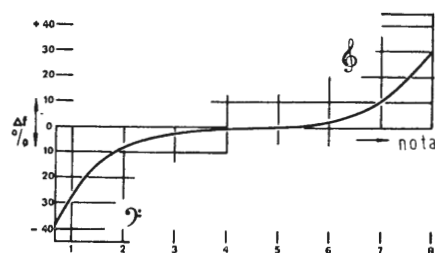



Fig. 6 - Curva di alterazione dell'accordo

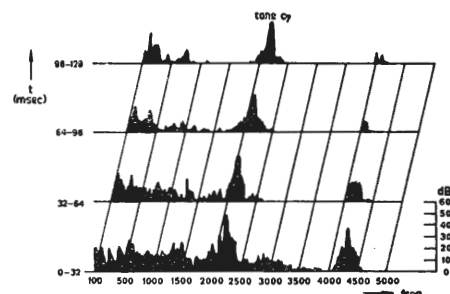



Fig. 7 - Spettro acustico del do_7, in intervalli di 32 ms.

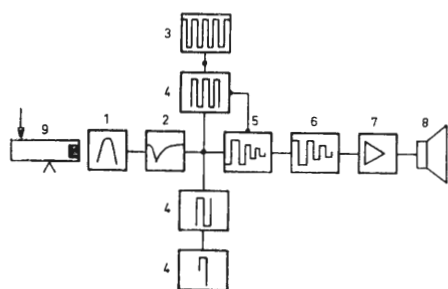



Fig. 8 - Schema a blocchi. - 1. generatore d'impulsi; 2. filtro inviluppo; 3. oscillatore; 4. divisori; 5. modulatore; 6. filtro selettivo d'ampiezza; 7. amplificatore; 8. altoparlante; 9. tasto.

Fig. 9 A e B - Il sistema di tasti.

Fig. 10 - Circuito inviluppo.

noso nelle ultime due ottave acute, dove le corde sono cortissime e rigidissime. (Tutte le corde di un piano hanno praticamente la stessa tensione, da 80 a 100 kg, ma è chiaro che le corde corte sono più rigide di quelle lunghe). Lo spettrogramma di fig. 7 dimostra che le vibrazioni della cornice apportano un contributo notevole al suono totale. Questo fenomeno ha minor importanza nelle ottave al disotto del do_7, ma domina praticamente il suono nelle ottave acute. Questa influenza si riscontra tuttavia fino al do_3.

2. - CONCEZIONE E TECNOLOGIA DEL PIANO ELETTRONICO

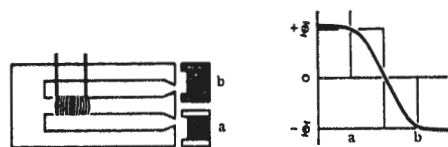
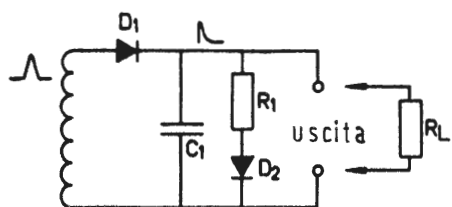
Quando ci si propone di fabbricare uno strumento di musica elettronica i cui suoni dovranno somigliare a quelli del pianoforte convenzionale, la prima idea che viene in mente è di eliminare l'ingombrante cassa di risonanza e di convertire le vibrazioni delle corde in onde sonore per mezzo di captatori elettronici. Questo metodo si è rivelato cattivo, perché semplici trasduttori mancano di sensibilità per raccogliere le vibrazioni complesse delle corde, e perché trasduttori capaci di soddisfare a quest'ultima condizione sono risultati di estrema complessità. Inoltre, i vantaggi presentati da questi sistemi sono assai modesti, perché hanno in comune con il piano classico il difetto di essere pesanti e di aver bisogno di frequenti accordature.

I sistemi nei quali le corde sono sostituite da lamine vibranti non sono più soddisfacenti, perché le vibrazioni delle lamine danno suoni nettamente diversi di quelli del piano. Il sistema che è stato in definitiva adottato abbandona completamente la creazione di suoni con mezzi meccanici e li sostituisce con suoni creati con mezzi elettronici, al fine di ottenere suoni aventi un timbro paragonabile a quello del piano convenzionale. Questo risultato è stato raggiunto mediante vibrazioni di campi magnetici generati dallo spostamento dei tasti, dando luogo a correnti elettriche, che vengono elaborate nella forma e amplificate da apparecchiature elettroniche. La soluzione proposta, contrariamente ai sistemi che impiegano generatori di suono continuo, non comporta alcun contatto elettrico fra il tasto e il generatore. In tal modo, è stata eliminata la necessità di delicate regolazioni meccaniche e la vericità della suonata dell'esecutore ha potuto essere conservata. La caratteristica essenziale di questo sistema è che, come nel piano di tipo classico, l'intensità del suono è determinata dalla forza con la quale il tasto viene battuto. In un piano, questa forza determina la velocità con cui il martello colpisce la corda. In un piano elettronico, questo risultato si ottiene con azioni elettromagnetiche.

2.1. - Studio dello schema a blocchi (fig. 8)

Lo spostamento del tasto e i componenti elettronici associati a questo ultimo generano un impulso, la cui ampiezza è proporzionale alla velocità del tasto. Dopo aver subito una regolazione della forma, l'inviluppo d'impulsi viene applicato ad un modulatore, che riceve d'altra parte il segnale sonoro. All'uscita del modulatore appare un segnale costituito da un suono con un inviluppo identico all'impulso modellato. Questo segnale viene poi opportunamente modificato da un filtro selettivo di ampiezza per ottenere la caratteristica di attenuazione. Dopo amplificazione, viene applicato a uno o più altoparlanti. Dodici oscillatori accordati sulle frequenze fondamentali delle 12 note più alte della tastiera (da do_7 a do_8) generano segnali, che vengono inviati ad una catena di divisori, che permettono di coprire l'intera tastiera.

2.2. - Sistema di tasti

Un magnete permanente montato all'estremità di ciascun tasto genera, spostandosi davanti ad un circuito magnetico, un impulso in una bobina (fig. 9 A e 9 B). Quando il tasto è battuto, il magnete passa dalla posizione *a* alla posizione *b* e quindi il flusso,

che attraversa la bobina varia da $+\Phi$ a $-\Phi$. Allora si induce nella bobina una tensione indotta E proporzionale a

$$\frac{+d\Phi}{-d\Phi}$$

L'ampiezza dell'impulso è unicamente determinata dalla forza della percussione, come si era prefissato.

2.3. - Circuito inviluppo

L'impulso generato dallo spostamento del tasto viene utilizzato per caricare un condensatore attraverso un diodo. La curva di decrescenza della tensione di carica del condensatore deve scendere in un dato modo, che varia in funzione della nota. Questo risultato viene ottenuto usando il circuito il cui schema è dato in fig. 10. C_1 è il condensatore caricato dall'impulso. Il valore di questo condensatore è variabile secondo la nota. D'altra parte, più grande sarà il valore di C_1, tanto maggiore sarà la durata del suono. R_L è la resistenza di carico, qui è la resistenza di entrata di un modulatore e del filtro di ampiezza. La tensione ai capi di C_1 ha un andamento esponenziale

2.4. - Forma dei segnali

Per definizione, un segnale rettangolare di durata 1/8 di periodo della frequenza fondamentale del suono dovrebbe essere il segnale più adatto. Lo spettro di frequenza di questa vibrazione elettrica è quasi identico a quello di una corda pizzicata a 1/8 della sua lunghezza (rif. 1, 2, 7 e 8). Esso è rappresentato in fig. 11. Ma questo segnale rettangolare genera un suono, che differisce in modo evidentissimo da quello del piano di tipo classico, perché la decrescenza delle componenti di ordine elevato è più lenta e

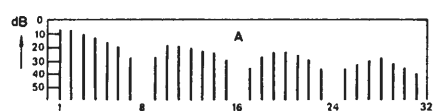



Fig. 11 A - Segnale rettangolare con un impulso di 1/8 di periodo.

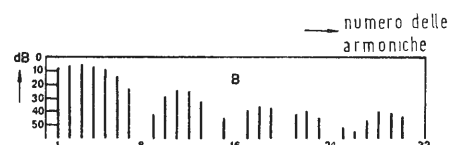



Fig. 11 B - Corda pizzicata a 1/8 della sua lunghezza.

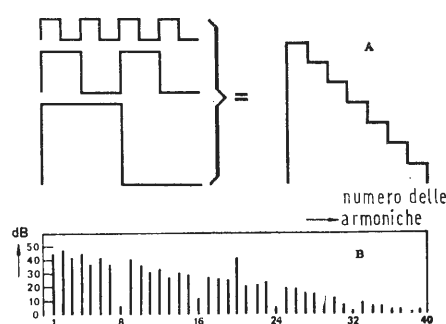



Fig. 12 - La funzione a scalini (A) e il suo spettro di frequenza (B).

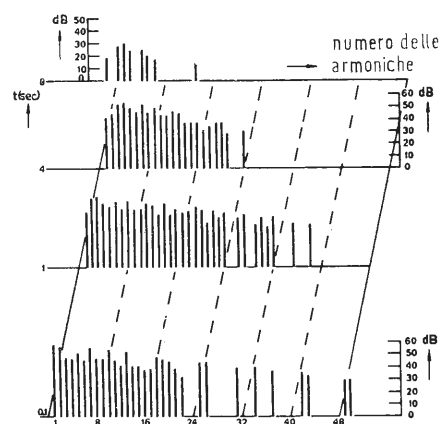



Fig. 13 - Spettro elettronico del do₁, 1/10, 1, 4 e 8 secondi dopo che il tasto è stato battuto.

definito dalla costante di tempo $R_L C_1$. Un secondo circuito, con una funzione esponenziale differente, è formato da C_1 e da R_1/D_2 ed è normalmente fatta più piccola di $C_1 R_L$. L'influenza di questo secondo circuito è limitata ai primi due o tre secondi di esistenza del suono, cioè essa cessa a partire dall'istante in cui la tensione ai capi di C_1 cade ad un valore tale che D_1 non è più conduttivo.

Questo semplice meccanismo, che genera gli impulsi che abilitano i suoni, non permetterebbe la ripetizione di una nota se non si introducesse uno smorzamento, soprattutto quando gli attacchi che seguono sono meno forti dei primi. Ciò è dovuto al fatto che il condensatore C_1 può essere caricato solo da impulsi più alti della carica attuale. Questa difficoltà è stata superata con una modifica circuitale, tale che una nota può essere ripetuta rapidamente come su un pianoforte normale, (fino a 8 volte per secondo). La modifica consiste nell'aggiungere un condensatore C_2, che si carica con lo stesso impulso proveniente dal tasto, disposto in serie con C_1 e con l'uscita.

La resistenza R_2 messa in parallelo a C_2 ha un valore tale che la costante di tempo $R_2 C_2$ è piccola, dell'ordine di 0,2 secondi.

Dopo l'eccitazione, C_2 si scarica rapidamente, ne risulta una strettezza estrema dell'attacco e ciò dà possibilità di ripetizioni rapide.

perché il rapporto di ampiezza delle componenti è costante per tutta la durata del suono, il che non avviene se il suono è prodotto da una corda pizzicata.

Queste differenze vengono considerate come un'alterazione inaccettabile del suono: il segnale rettangolare deve essere sostituito da un segnale complesso ottenuto con la somma di segnali rettangolari dell'ottava superiore e della 4ª armonica della frequenza fondamentale; ciascun segnale addendo ha la pulsazione di durata uguale alla metà del periodo (fig. 12).

Questa funzione a scalini contiene tutte le componenti desiderate e la distribuzione di queste ultime approssima quella di una corda vibrante. Al passare del tempo, il segnale inviluppo permette una piccola estensione della funzione a gradini, che è trasmessa all'amplificatore. Ne risulta una decrescenza del suono, che si avvicina alla decrescenza del suono di un pianoforte convenzionale, poiché in questo tempo, lo spettro di frequenza varia anch'esso nel modo desiderato. Questo effetto è controllato da un'opportuna scelta dei rapporti di ampiezza degli elementi costituenti della curva a scalini. Come si è detto prima, la mancanza di armonia delle componenti, dovuta alla rigidità delle corde, anche se modesta, può avere un effetto notevole sulla qualità del suono delle corde dei bassi (in un

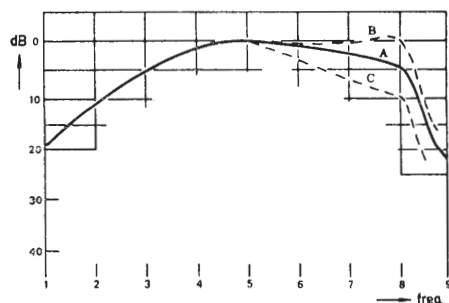



Fig. 14 - Curva di risposta dell'amplificatore: A. senza pedale; B. con il pedale destro; C. con il pedale sinistro.

piano normale, beninteso). Questo fenomeno non si manifesta in un piano elettronico, dove i rapporti di frequenza, in una catena di divisori, sono di una precisione matematica: se un suono basso è generato dalla somma di segnali rettangolari, esso ha un carattere nettamente definito. L'effetto dovuto al rigore matematico è stato ridotto nell'apparecchio proposto introducendo una combinazione di quinta dei suoni. La quinta è ridotta del 2 % rispetto alla fondamentale nella scala di temperamento uguale. Questa differenza è sufficiente per dare al suono il carattere desiderato.

2.5. - Filtro selettivo di ampiezza

Una correzione supplementare permette l'evoluzione dello spettro di frequenze durante l'esistenza del suono, mediante l'introduzione in circuito di un filtro selettivo di ampiezza. Questo circuito fa sì che le componenti di ordine elevato siano attenuate più rapidamente dalle componenti di ordine inferiore, specialmente subito dopo che il tasto sia stato percosso. L'effetto di questo filtro si vede nettamente in fig. 13.

2.6. - Sordina (smorzo)

Lo smorzamento è ottenuto cortocircuitando il condensatore C_1 del circuito inviluppo con una resistenza determinata R_s. Ciò si fa sia meccanicamente, sia con mezzi elettronici. Con la sordina, l'attenuazione del suono è dell'ordine di 50 ms, che corrisponde a quella del piano normale. La capacità C_2 non ha niente in derivazione, per cui un'eccitazione brevissima viene sentita per il tempo di scarica di C_2.

2.7. - Pedale

Il pedale di mantenimento del suono può azionare un interruttore, che a sua volta disinnesta l'interruttore di smorzamento del circuito inviluppo. Infine, per ottenere un effetto paragonabile a quello della simpaticissima risonanza delle corde di un piano classico, risonanza che appare quando si appoggia sul pedale di rinforzo, il pedale di destra del piano elettronico fa salire la curva dell'amplificatore negli acuti. Quando si appoggia sul pedale di sinistra, si produce un effetto opposto.

2.8. - Amplificatore di potenza

L'amplificatore di potenza ha una curva di risposta abbastanza limitata in frequenza, mentre la potenza di punta è abbastanza grande (dell'ordine di 50÷60 W). Il tasto di distorsione deve essere bassissimo (0,15 % alla potenza di uscita 50 W), per evitare una distorsione d'intermodulazione, quando due o più tasti vengono battuti contemporaneamente.

La fig. 14 mostra la risposta in frequenza dell'amplificatore di potenza con e senza l'uso dei pedali.

2.9. - Tastiera

Le proprietà meccaniche del complesso dei tasti sono importantissime. Siccome il piano elettrico non richiede meccanismi di percussione, è relativamente semplice conferire ai tasti una resistenza paragonabile a quella di un piano convenzionale.

2.10. - Rumore di tocco

Come ci si poteva aspettare, il rumore d'impatto che si sente nelle ottave alte del piano non esiste in un piano elettronico. Si può considerare l'assenza di rumore di tocco come un difetto, ma non è possibile aggiungere al suono un rumore d'impatto con un sistema elettronico.

3. - RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

[1] Observations on the vibrations of piano strings - O.H. Schuck, R.W. Young - J.A.S.A. 15 (1943) 1.
[2] Vibrations of piano strings - O. Vierting - Ann. Physik 26 (1936) 219.
[3] Inharmonicity of plain wire piano strings - R.W. Young - J.A.S.A. 24 (1952) 67.
[4] Energy of the struck string - P. Das - Indian J. Physics 1 (1927) 437.
[5] Law of Impact of hammes on a stretched string - M. Davis, J.H. Littlewood, M. McCay - Phil. Mag 27 (1939) 133.
[6] Quality of piano tones - H. Fletcher - J.A.S.A. 34, 6 (1963) 749.
[7] Heimholtz theories of a struck strings - W.H. George - Phil. Mag 47 (1924) 591 - 48 (1924) 34÷38 - 49 (1925) 92 - 50 (1925) 491 - 51 (1925) 438.
[8] Dynamic of the piano forte string and hammer - M. Gosh - Indian J. of Physics 12(1938) 317-12 (1938) 437 - 13 (1939) 277 - 14 (1940) 475 - 14 (1940) 489 - 15 (1941) 1 - 15 (1941) 11.
[9] Factors contributing to multiple decrement of piano tone envelope - T.C. Hundley, H. Benioff, D.W. Martin - J.A.S.A. 29 (1957).
[10] Motion of struck strings - W. Kaufmann - Ann. Physik 54 (1895) 675.
[11] Decay rate of piano tones - D.W. Martin - J.A.S.A. 19 (1947).
[12] Research and development on the piano - J.P. Quitter - Trans. I.R.E. on audio. AU 6 nr. 5 (1958) 96.
[13] Study of piano tuning - OL. Railsbeck - J.A.S.A. 9 (1938) 37, 274 - 10 (1938) 86.
[14] Acoustic output of a piano - Silvan Dunn White - Trans. I.R.E. on audio (1959).

A.

Ludovico De Luca

La percezione dell'intensità acustica*

II - Esperimenti psicofisici

1. - INTRODUZIONE

L'intensità della sensazione acustica, essendo il risultato della valutazione soggettiva (psicologica) di una grandezza fisica, appartiene per sua natura al campo della psicofisica. Con questo termine, introdotto dal tedesco G.T. Fechner un secolo fa, si indica quella parte della psicologia sperimentale che studia appunto le relazioni *quantitative* tra gli stimoli applicati a un soggetto e le sensazioni in esso prodotte.

Ad un collega di Fechner, E.H. Weber, risale la prima legge della psicofisica: « l'aumento d'ampiezza dello stimolo, che è capace di provocare una variazione appena percettibile della sensazione, sta sempre nello stesso rapporto con l'ampiezza iniziale dello stimolo ». Da ciò si deduce, secondo Fechner (1860), che l'intensità della sensazione è proporzionale al logaritmo dell'ampiezza dello stimolo.

Dopo la formulazione di questi due principi, spesso confusi in una sola legge di Weber-Fechner, trascorre parecchio tempo prima che i nuovi mezzi elettronici, disponibili nel primo dopoguerra, permettano altri passi avanti nel campo psicoacustico, specialmente negli Stati Uniti.

La sensibilità dell'orecchio alle piccole variazioni del livello sonoro viene determinata dall'americano V.O. Knudsen nel 1923, mentre ugualmente americani sono gli sperimentatori che tracciano le prime curve di uguale intensità per i toni: B.A. Kingsbury (1927) con l'uso di cuffie, rispetto a un tono di 700 Hz, H. Fletcher e W.A. Munson (1933) rispetto a un tono di 1000 Hz, B.G. Churcher e A.J. King (1937) in aria libera.

Negli anni successivi il numero degli esperimenti psicoacustici si è moltiplicato in modo impressionante; dovremo quindi necessariamente tralasciarne moltissimi, alcuni dei quali di grande valore, per limitarci a quelli più direttamente connessi con gli argomenti esaminati in questa seconda parte del nostro studio. Data l'alta percentuale dei ricercatori statunitensi, verranno distinti solo quelli delle altre località.

2. - DINAMICA DELL'ORECCHIO

Quando a un soggetto viene applicato un segnale di livello sonoro variabile con continuità, è intuitivo che esiste un primo livello (soglia di udibilità) sotto il quale lo stimolo non viene percepito perché troppo debole e un secondo livello (soglia di dolore) sopra il quale lo stimolo diviene insopportabile perché troppo forte. Tra le due soglie, quindi, per ogni tipo di stimolo acustico, per ogni frequenza e per ogni soggetto, è compresa la dinamica dell'orecchio.

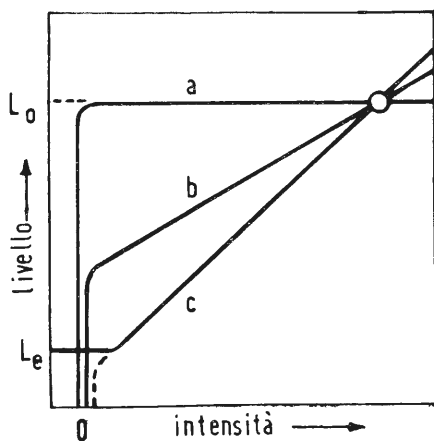
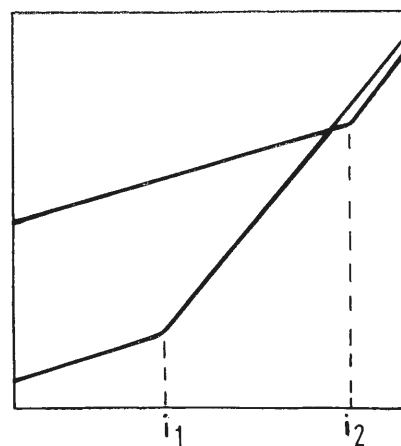
Se il sistema di percezione dell'inten-

(*) segue dal n. 4, aprile 1969, pag. 180.

Fig. 1

Fig. 2

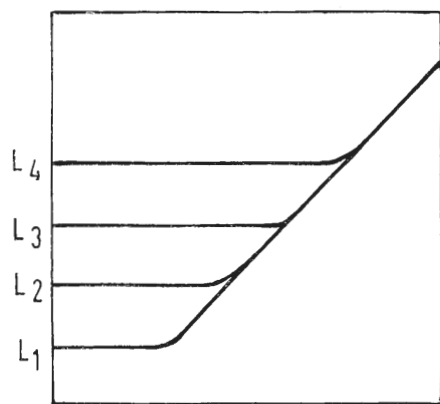



Fig. 3

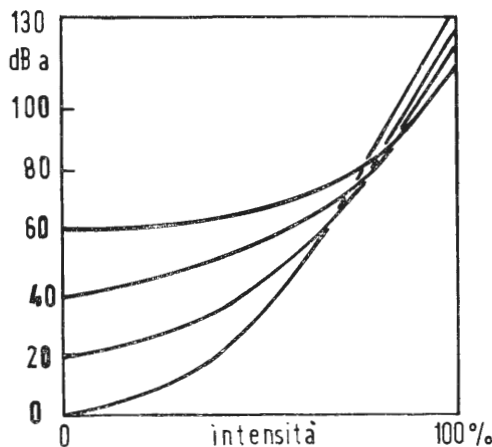



Fig. 4

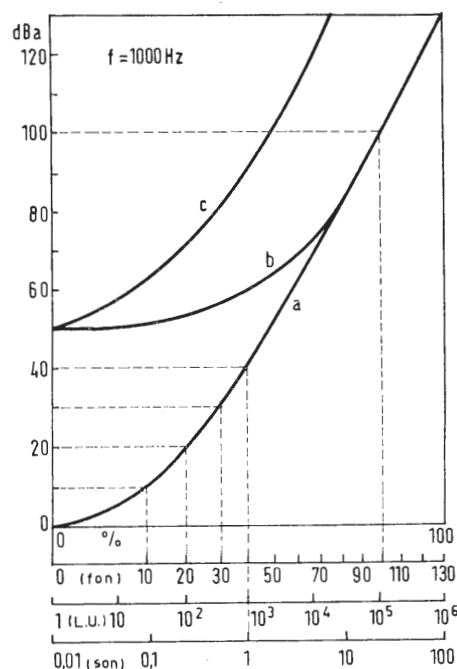



Fig. 5

sità fosse incapace di dare le graduazioni intermedie, le due soglie verrebbero a coincidere tra di loro. L'andamento del livello in funzione dell'intensità prodotta (curva psicofisica) in questo caso è indicato in figura 1*a*: stimoli di livello uguale a L_0 danno intensità zero (silenzio), mentre stimoli superiori a L_0 danno l'intensità massima.

Per rendere graduale il passaggio tra i due valori estremi d'intensità, occorre un andamento del tipo indicato in figura 1*b*; si ottiene così una certa dinamica, tanto maggiore quanto più grande è la pendenza della curva. La parte centrale di tale curva risulta naturalmente una retta, in accordo con la legge di Fechner.

Variando la pendenza della curva si viene a cambiare la sensibilità all'estremo sinistro, mentre l'estremo destro resta a livello quasi costante; le varie curve ruotano cioè intorno a un certo punto *P*, corrispondente al livello più adatto.

La curva 1*b* rappresenta il caso teorico di variazione tra silenzio assoluto e intensità massima. In pratica, come sappiamo, esiste sempre un rumore di fondo nel sistema di percezione, *equivalente* a uno stimolo esterno di livello L_e. L'inizio della dinamica si trasforma così nel riconoscimento del segnale rispetto a questo rumore, come indicato dalla curva 1*c*.

In figura 2 è schematizzato un modo per variare a piacere la pendenza delle curve psicofisiche per i vari tipi di segnale, ad esempio toni di differente frequenza, tenendo quasi costante l'estremo destro; esso consiste nel variare l'intensità *i* alla quale interviene la controreazione. Un altro modo, basato invece sul diverso rumore di fondo, è indicato in figura 3.

Le curve in figura 4 riassumono i risultati dei vari esperimenti psicofisici e in particolare quelli dell'inglese J.D. Hood (1968). Tali curve rappresentano indifferentemente la riduzione della dinamica nel caso normale in cui diminuisce la frequenza del tono applicato a un orecchio sano, come nel caso patologico di diminuzione dell'udito (ipoacusia) di tipo neurale. In entrambi i casi l'aumento del livello di soglia è quello indicato all'estremo sinistro delle varie curve.

Quando la diminuzione dell'udito è dovuta invece a deficienze nella conduzione meccanica, sale naturalmente il livello della soglia, ma non si riduce l'estensione della dinamica. In figura 5 sono raccolti i tre casi tipici, per un tono a 1000 Hz: si può notare che la curva *b* diviene praticamente uguale alla curva *a* ai livelli più alti, presentando cioè un *recupero* (in inglese recruitment) totale. La curva *c* risulta invece sempre più alta della curva *a* di una quantità costante: essa può tornare normale con una amplificazione del segnale uguale all'aumento della soglia (mentre nel caso *b* l'uso di un semplice amplificatore, sprovvisto di compressore sillabico, può essere più dannoso che utile).

Nella parte inferiore della medesima figura sono riportate le principali scale usate finora per rappresentare l'intensità acustica; data la natura soggettiva di tale grandezza, la corrispondenza tra gli estremi delle scale naturalmente è solo indicativa.

3. - CURVE DI UDIBILITA'

Il legame psicofisico tra livello dello stimolo e intensità della relativa sensazione dipende dal tipo di segnale. Nel caso più semplice, che è dato dall'applicazione di un solo tono per volta, di durata sufficiente (per esempio 500 ms) per superare tutti i fenomeni transitori, tale legame dipende unicamente dalla frequenza del tono. Possiamo così disegnare in figura 6 un diagramma a tre dimensioni (livello, intensità e frequenza), utile a dare un'idea d'insieme *nel caso dei toni*.

Le sezioni su piani verticali, a frequenza costante, rappresentano le curve psicofisiche già viste al paragrafo precedente. Le sezioni verticali a intensità costante, invece, danno luogo alle curve di udibilità, raccolte in figura 7. La curva continua di soglia è quella ricavata statisticamente da L.J. Sivian e S.D. White (1933); la seconda curva di soglia, punteggiata, rappresenta il risultato delle misure effettuate in un normale soggetto da A.M. Small nel 1959. Quest'ultima ci dà un'idea della irregolarità granulare delle curve di udibilità in genere. È opportuno notare, a tale proposito, che con la frase *udito normale* s'intende una fascia larga almeno 20 dB ai livelli di soglia.

Un'applicazione pratica delle curve in figura 7 è data dal cosiddetto controllo fisiologico di volume, usato nei riproduttori elettroacustici per far sentire le frequenze basse anche ai livelli d'uscita ridotti; dalle stesse curve, tuttavia, risulta che l'effetto migliore si ottiene quando il livello della riproduzione è uguale a quello dell'esecuzione originale.

In figura 8 è indicata la variazione della soglia con l'età, secondo i risultati di C. C. Bunch (1929) e di J. C. Steinberg e M. B. Gardner (1940), nonché la regione ritenuta importante per la percezione della musica e della voce.

4. - DISCRIMINAZIONE

I risultati delle misure di R. R. Riesz (1928) sulla sensibilità dell'orecchio alle piccole variazioni di livello sono indicati sullo stereogramma in figura 6 con zone verticali aggiunte e in figura 7 con linee tratteggiate. In entrambe le figure si può notare che la discriminazione non segue lo stesso andamento dell'intensità; si tratta cioè di due fenomeni distinti.

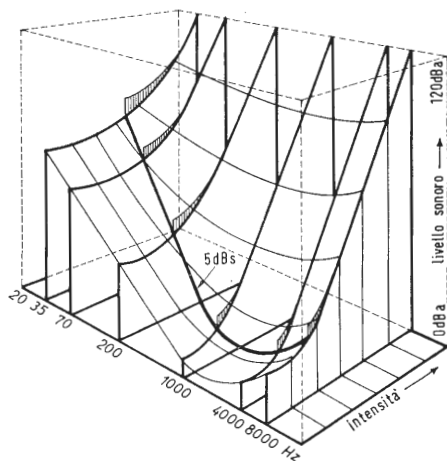



Fig. 6

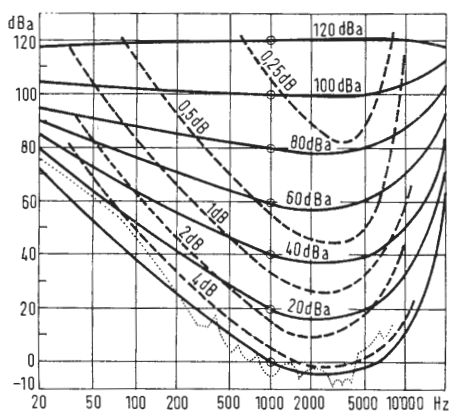



Fig. 7

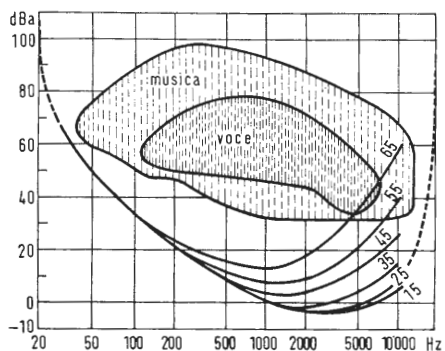



Fig. 8

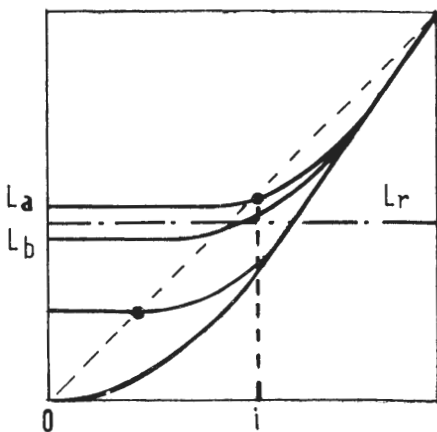



Fig. 9

Questo fatto può risultare più chiaro tornando nuovamente alle curve psicofisiche ed esaminando cosa accade nei due casi, specialmente quando è presente un certo rumore di fondo applicato assieme al segnale. In figura 9 la curva continua superiore rappresenta il riconoscimento di un tono rispetto al rumore bianco di livello L_r. Un tono di livello L_a viene riconosciuto, mentre un tono di livello L_b, leggermente più basso, non viene riconosciuto. Con una piccola variazione di livello, quindi, l'intensità del tono subisce in apparenza una grande variazione; ma questo non vuol dire affatto che l'orecchio sia capace di apprezzare, conseguentemente, molti gradini intermedi della variazione di livello compresa tra L_a e L_b. In realtà il tono viene semplicemente *riconosciuto già forte*, tanto più forte quanto più alto è il livello del rumore che ne impedisce il riconoscimento ai livelli bassi.

La discriminazione di livello del tono, una volta che questo è stato riconosciuto, dipende a sua volta dal tipo di rumore. Se il rumore è di livello molto variabile, per esempio, è chiaro che l'intensità del tono sarà ugualmente molto variabile da un momento all'altro, *anche se il livello del tono si mantiene costante*; quindi risulterà quasi impossibile riconoscere un'eventuale variazione di livello del tono. Quando però, pure con il medesimo tipo di rumore, il livello del tono è abbastanza più alto della soglia, la discriminazione risulterà naturalmente migliore, anche se è minore l'aumento d'intensità apparente (in base alla curva psicofisica), ottenuto a parità di variazione di livello del tono.

Per farci un'idea ancora più chiara di tutto ciò possiamo ricorrere a un modello fisico piuttosto banale, pensando cioè a un corpo semisommerso in un liquido opaco in movimento. Il livello medio del liquido rappresenta il livello del rumore, l'altezza della cima del corpo (a forma d'isolotto) rappresenta il livello del tono e l'altezza delle onde rappresenta la variabilità del rumore (fig. 10). Finché la parte emersa dell'isolotto è paragonabile a un'onda del liquido, possiamo dire che non c'è riconoscimento. Non appena l'isolotto diventa riconoscibile, possiamo apprezzare la sua altezza; ma resta poi difficile valutarne l'eventuale variazione, specialmente se le sponde sono poco ripide (caso dell'immagine acustica corrispondente ai toni di frequenza bassa).

Se anche il segnale è irregolare, come avviene quando esso è costituito dal rumore filtrato in un filtro passa-banda, è evidente che la discriminazione deve peggiorare in proporzione alla variazione *lenta* del segnale (non livellata dall'integratore del sistema uditivo). Gli esperimenti di E. de Boer e C.E. Bos (1966) mostrano infatti che la discriminazione ottenibile verso le variazioni del rumore bianco sono molto migliori rispetto al rumore filtrato.

In figura 11, infine, assieme alle curve di uguale livello, ottenute dallo stereogramma dei toni mediante sezioni su piani orizzontali, sono raccolte le curve (tratteggiate) di uguale discriminazione.

5. - AFFATICAMENTO

Se subito dopo l'applicazione prolungata di un tono ad alto livello in un soggetto, si esegue di nuovo la misura della soglia di riconoscimento per quel tono, si trova in generale un peggioramento. L'aumento del livello di soglia dipende da vari fattori e può essere temporaneo, nei casi normali di semplice affaticamento, o permanente. L'aumento temporaneo della soglia si presta per varie indagini sulla percezione uditiva. Cominceremo con una delle più semplici. Dalle prove di Hood risulta che la variazione della soglia dipende dal livello assoluto del segnale applicato in precedenza e *non* dal suo livello rispetto alla soglia normale del soggetto (fig. 12). In altre parole, i soggetti dotati di una migliore soglia di udibilità sopportano i segnali molto forti altrettanto bene come i soggetti meno sensibili. Questo fatto serve a dimostrare che intorno ai 100 dBa esiste un certo limite fisiologico in *tutti* i soggetti, indipendentemente dalla loro soglia.

Lo stesso limite è stato confermato, sempre da Hood, con altre due prove riguardanti il livello al quale i vari soggetti giudicano spiacevole (eccessivamente forte, anche se non ancora tale da provocare un vero *dolore* nell'orecchio) lo stimolo a loro applicato. Nella prima prova, 100 soggetti con vari gradi d'ipoacusia di tipo neurale hanno ritenuto spiacevoli segnali intorno ai 100 dBa, indipendentemente dalle loro soglie (diverse una dall'altra fino a 80 dB). Nella seconda prova un gruppo di soggetti normali, con soglia variabile entro un campo di 20 dB, ha giudicato spiacevoli segnali compresi tra 95 e 100 dBa, *nell'ordine inverso alle soglie*, cioè i soggetti con soglia migliore hanno accettato livelli forti più alti.

Questi risultati, in linea con altri esperimenti sulla percezione uditiva in alcune popolazioni del Sudan (migliore acuità ai livelli bassi e maggiore sopportabilità dei livelli alti), sono confermati del resto dalla comune esperienza quotidiana. Accade abbastanza spesso, infatti, che i soggetti più giovani, nei quali la soglia media è più bassa, giudichino normali livelli che alle persone più anziane sembrano eccessivamente alti. Salvo naturalmente i casi d'ipoacusia di tipo conduttivo, possiamo dire che un segnale verrà giudicato troppo forte a un livello assoluto tanto più basso quanto più è

Fig. 10

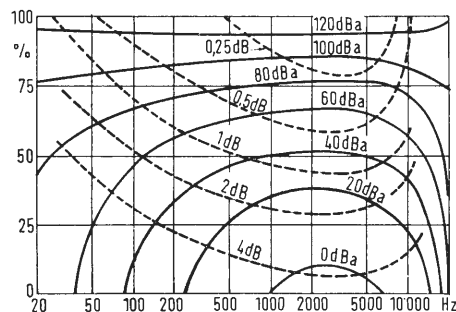



Fig. 11

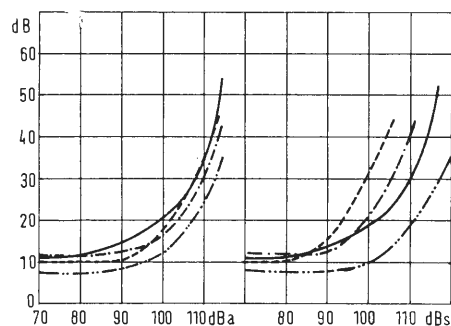



Fig. 12

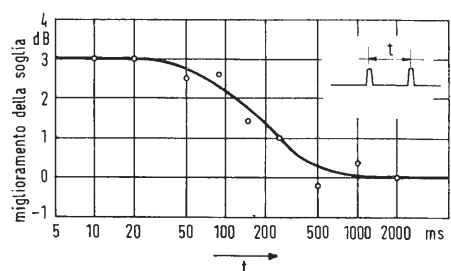



Fig. 13

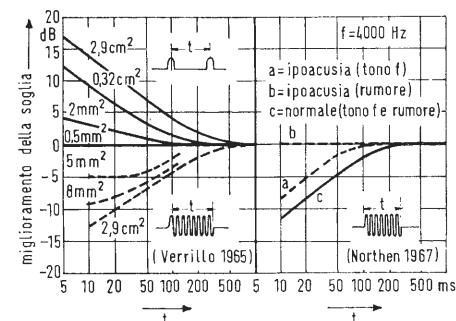



Fig. 14

scarsa la dinamica (e quindi la sensibilità alla soglia) di un soggetto, qualunque sia la causa di riduzione della dinamica (ad esempio l'età, oppure un semplice mal di testa).

Gli esperimenti del tedesco H. Weissing (1968) sono legati al meccanismo della percezione tonale; essi mostrano che la variazione della soglia, il cui massimo corrisponde a una frequenza 1,5 volte più alta rispetto al tono che l'ha provocata, cresce con la frequenza di tale massimo fino all'estremo superiore della serie di rivelatori (5000 Hz); gli stimoli più pericolosi, nei riguardi di un eventuale aumento permanente della soglia, risultano pertanto quelli di frequenza intorno ai 3300 Hz.

Un altro fenomeno legato all'affaticamento consiste nella comparsa di una falsa sensazione acustica in una certa banda di frequenza, dopo l'applicazione prolungata di un rumore bianco ad alto livello, filtrato con un filtro elimina-banda intorno a quella frequenza. Questo fenomeno è in tutto simile alla comparsa di un'immagine *complementare* nel campo visivo: osservando per alcuni secondi una figura molto luminosa e chiudendo poi gli occhi, si nota la comparsa di quella figura in negativo. Se la parte luminosa nell'originale è piccola, l'equivalente acustico è il semplice aumento della soglia in una stretta banda di frequenze, osservabile *soltanto* con appositi esperimenti di controllo. Ma se è piccola la parte oscura dell'originale, l'equivalente acustico è la comparsa di una tonalità ben riconoscibile dal soggetto, non appena cessa lo stimolo esterno. Esperimenti in questo campo sono stati eseguiti da J. T. Graham e H. A. Newby (1962), da W. D. Ward (1963), da M. Loeb e R. P. Smith (1967), da N. Guttman e R. C. Lummis (1967).

6. - SOMMA TEMPORALE

La grande estensione della dinamica alle frequenze centrali, nei soggetti con buona soglia di udibilità, è in gran parte dovuta alla somma temporale di stimoli deboli ripetuti più volte entro la costante d'integrazione. Questo fatto è confermato da vari esperimenti psicofisici.

Le misure di W. R. Garner e G. A. Miller (1947) mostrano che la variazione della soglia in funzione della *durata* dello stimolo è legata al tipo di segnale; i toni risultano sommati esattamente con 10 dB di miglioramento della soglia per ogni decade di aumento della durata, purché questa resti inferiore a 200 ms, mentre il rumore bianco viene sommato con 8 dB per decade. Risultati analoghi sono stati trovati da O. Bentzen (1953) e G. R. Simon (1963).

Dato che la variazione in dB per decade del tempo dipende anche dalle condizioni del soggetto, nel 1958 J. D. Harris, H. L. Haines e C. K. Myers hanno proposto l'uso della costante T_0, definita come il tempo in ms oltre il quale la soglia non migliora ulteriormente, per distinguere orecchi normali e patologici. Nel 1967 J. L. Northern ottiene per 10 soggetti sani il valore $T_0 = 200 \div 250$ ms, mentre per 10 casi di ipoacusia neurale (di almeno 20 dB a 4000 Hz) trova $T_0 = 50$ ms con toni a 4000 Hz e $T_0 = 10$ ms con rumore filtrato.

Applicando coppie di impulsi singoli a tre soggetti, J. Zwislocki (1960) trova che la soglia dipende dal tempo d'intervallo tra gli impulsi in ciascuna coppia, nel modo indicato in figura 13. Ciò gli permette di concludere che nella via acustica, presumibilmente in un punto vicino al terminale di arrivo, avviene la *somma* della potenza acustica con una costante di tempo di circa 200 ms.

Il modello matematico di Zwislocki viene successivamente confermato dai risultati sperimentali di R. T. Verrillo (1965) sulle vibrazioni tattili. In figura 14 sono messi a confronto tali risultati con quelli di Northern nel campo uditivo. La grande somiglianza di comportamento delle curve suggerisce una analogia tra i due fenomeni, per quanto riguarda la durata dello stimolo e il numero di dendriti interessati di volta in volta. Tutto fa ritenere che, in entrambi i casi, quando l'area sottoposta allo stimolo è ridotta, la soglia *non* migliora aumentando la durata dello stimolo, mentre quando l'area è tale da abbracciare tutti i dendriti per la maggioranza dei neuroni interessati alla percezione, si raggiunge il massimo miglioramento in funzione della durata. Per un'area intermedia, nella quale si può presumere che i neuroni sollecitati da tutti i loro dendriti siano pochi rispetto ai neuroni sollecitati parzialmente, si ottiene un miglioramento intermedio.

7. - SOMMA BINAURALE

Quando un soggetto riceve il medesimo stimolo acustico con due orecchi anziché con uno, l'intensità della sensazione viene generalmente giudicata maggiore. Da un punto di vista teorico l'intensità dovrebbe invece rimanere la stessa, come accade nel campo visivo: chiudendo un occhio non vediamo diminuire la luminosità degli oggetti osservati. Tuttavia tra l'immagine acustica di uno stimolo percepito monoauralmente e quella dello stesso stimolo percepito binauralmente vi è una differenza di *posizione*, in quanto nel primo caso l'immagine si forma a un bordo del quadro di presentazione, mentre nel secondo caso può formarsi al centro. L'analogia visiva va quindi corretta nel seguente modo: se con un occhio osserviamo una sorgente luminosa che si trova verso l'estremo del campo visivo (senza voltare l'occhio da quella parte) e poi giriamo

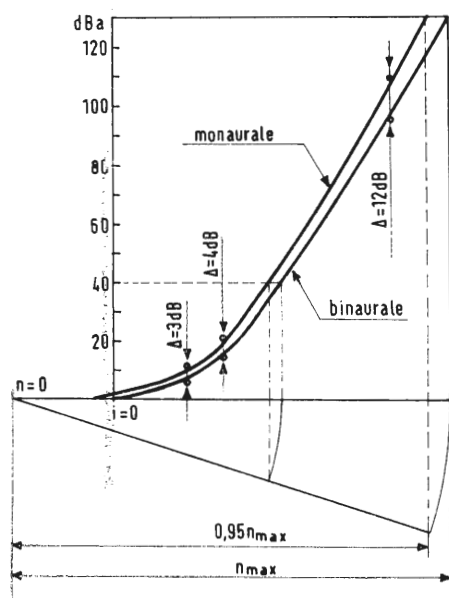



Fig. 15

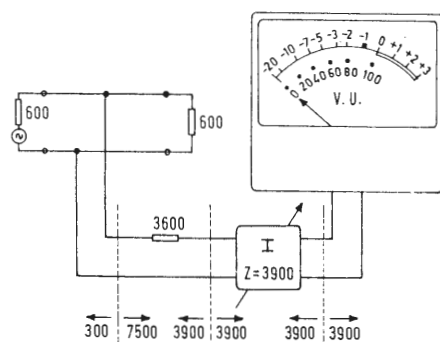



Fig. 16

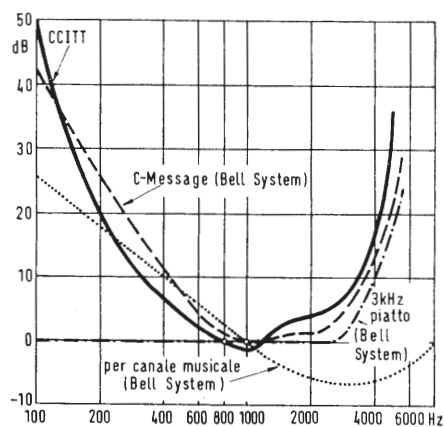



Fig. 17

la testa (a occhi chiusi) in quella direzione, per riaprire gli occhi e osservare la sorgente in posizione frontale, quasi certamente essa ci sembrerà più luminosa.

Possiamo supporre che in entrambi i casi, visivo e acustico, l'intensità neurale (n) delle immagini verso il bordo del quadro di presentazione sia ridotta di una *percentuale costante* rispetto alle immagini nella zona centrale. In figura 15 sono indicate le curve psicofisiche nel caso acustico, ottenute fissando l'intensità monoaurale pari al 95 % di quella binaurale. Sulle curve, che in tal modo risultano in accordo con i risultati di S. S. Stevens e G. S. Reynolds (1960), sono segnati anche alcuni punti di confronto ottenuti da Fletcher e Munson nel 1933 e da A. W. Shaw, E. B. Newman e I. J. Hirsh nel 1947. Vari esperimenti confermano un miglioramento della soglia di circa 3 dB, dovuto in gran parte al migliore riconoscimento del segnale rispetto al rumore di fondo nella zona centrale del quadro di presentazione (permesso dal sistema binaurale), nonché una minore pendenza della curva binaurale ai medi livelli. Questo vuol dire che la differenza tra l'intensità di un suono ascoltato binauralmente e l'intensità dello stesso suono ascoltato monoauralmente, *aumenta* con il livello del suono.

A livelli alti, dell'ordine di 100 dBa, l'intensità della percezione binaurale corrisponde così a quella di un livello sonoro oltre 10 dB più alto rispetto alla percezione monoaurale. Ovvero, in altre parole, quando uno stimolo ad alto livello viene ascoltato con un solo orecchio, occorre una potenza almeno 10 volte maggiore per ottenere il medesimo effetto soggettivo.

8. - MISURE LEGATE ALL'INTENSITA'

Nelle apparecchiature elettroacustiche accade spesso di dover misurare il segnale elettrico presente in un punto del circuito, tenendo conto dell'effetto che il corrispondente segnale sonoro (all'entrata di un microfono o all'uscita di un altoparlante) può avere sull'orecchio dell'ascoltatore medio. Pur non trattandosi evidentemente di una vera valutazione dell'intensità soggettiva, è chiaro che ogni sistema di misura del genere deve basarsi sui risultati degli esperimenti psicofisici.

L'indicatore di volume rappresenta il più semplice e il più diffuso misuratore di questo tipo. La scala dello strumento, prodotto dalla Weston secondo le prescrizioni ASA (American Standard Association) del 1954, è tracciata in unità di volume (V.U.) logaritmiche, equivalenti ai decibel dei misuratori di livello; la rispondenza alle caratteristiche dei segnali fonici viene ottenuta con vari accorgimenti costruttivi (smorzamento meccanico, raddrizzatori a valore efficace, risposta di frequenza corretta con una induttanza in parallelo allo strumento); l'inserzione nel circuito da controllare è simile a quella di un comune voltmetro (figura 16); la calibrazione è tale da indicare 0 V.U. quando in un circuito a 600 Ω è presente un segnale di 1 kHz a +4 dBm (cioè 1,228 V efficaci).

Lo *psofometro* serve in particolare a misurare disturbi di basso livello nei circuiti telefonici, tenendo conto *anche* della curva di risposta media in ricezione (con la frequenza) degli apparecchi telefonici d'utente. Esso consiste di un misuratore di livello, modificato in modo da rispondere al valore efficace del segnale con una costante di tempo compresa tra 150 e 250 ms, preceduto da un filtro la cui attenuazione, fissata dal CCITT (Comitato consultivo per le telecomunicazioni internazionali) rispetto alla frequenza di riferimento telefonico di 800 Hz, è indicata in figura 17 (insieme con altre curve di attenuazione analoghe usate dalla Bell). La lettura dello psofometro, essendo riferita alla potenza *elettrica* di 1 mW e risultando opportunamente *pesata* con un filtro, viene espressa in dBmp.

Il *sonometro* è un apparecchio per misurare direttamente il livello sonoro presente nell'aria; esso comprende perciò un microfono, un amplificatore, una serie di filtri e uno strumento indicatore, oltre alle parti accessorie. Per misurare il solo livello sonoro assoluto basta che la risposta globale (microfono compreso) sia piatta tra 20 e 20.000 Hz, con una calibrazione adatta ad assicurare la lettura 0 dBa quando la potenza sonora è di 1 pW/m^2. Se invece volessimo una misura indicativa dell'intensità, anche nel caso più semplice (toni singoli) occorrerebbe tener conto delle curve di udibilità, (fig. 7 oppure fig. 11); per una misura semiautomatica sarebbero così necessari una dozzina di filtri (secondo le curve in fig. 7), da inserire con il medesimo commutatore di portata (a passi di 10 dB).

Nei sonometri oggi in uso si è preferito tenere separati i due commutatori, quello di portata (a passi di 10 dB) e quello d'inserzione dei filtri di pesatura. In figura 18 sono riportate le curve d'attenuazione proposte per tali filtri dalla IEC (International Electrotechnical Commission) fino al 1968; la curva *A* deve essere usata per i bassi livelli, la curva *B* per i livelli medi, la curva *C* per quelli alti e la curva *D* per le misure di rumore dei motori aeronautici. La lettura dello strumento in *nessuno* di questi casi indica la vera intensità acustica, né in fon né in altre unità; risultando riferita alla potenza *acustica* di 1 pW/m^2, opportunamente *pesata* con un filtro, essa dovrebbe essere espressa semplicemente in dBap. Quando si voglia tuttavia specificare anche il filtro usato, può essere aggiunta la corrispondente lettera

(maiuscola, per ultima e tra parentesi tonde).

Altre misure legate all'intensità sono quelle telefonometriche e quelle audiometriche, entrambe di tipo soggettivo; il risultato viene cioè ottenuto, anziché dalla lettura di uno strumento, dalla media delle decisioni di uno o più soggetti.

Le *misure telefonometriche* permettono di controllare l'efficienza dei comuni apparecchi telefonici, mediante il confronto (a orecchio) con un campione. Il risultato viene espresso in dB di attenuazione equivalente rispetto al sistema di riferimento fissato dal CCITT. Ai campioni usati per tali misure si richiede non tanto una elevata sensibilità, quanto una grande stabilità nel tempo e una risposta con la frequenza abbastanza simile a quella degli apparecchi da provare.

Fig. 18

Le *misure audiometriche* servono a valutare la sensibilità uditiva di un soggetto; tra i vari tipi di apparecchi (audiometri) adatti a questo scopo, i più semplici comprendono un oscillatore sinusoidale a frequenze fisse, un attenuatore variabile e una coppia di trasduttori auricolari calibrati. Il risultato della misura in questo caso è un audiogramma, nel quale viene indicato l'andamento della soglia monaurale per i toni.

9. - RIFERIMENTI AUDIOMETRICI

Per completare il quadro delle misure psicoacustiche più semplici è necessario un cenno sulle curve di riferimento usate in audiometria, per le soglie di udibilità dei segnali sinusoidali. Per stabilire se un certo soggetto, sottoposto alla prova clinica audiometrica, è più o meno lontano dalla normalità, si ricorre in generale ad audiometri già calibrati secondo curve di riferimento accettate internazionalmente. In questo caso, anziché dire che il soggetto, per es., ha la soglia a +40 dBa per un tono di 4000 Hz, si può dire che a quella frequenza la sua soglia è 25 dB sopra allo *zero audiometrico ASA*, oppure 31 dB sopra allo *zero audiometrico ISO.*

La curva di riferimento ASA risale al 1951, mentre la curva di riferimento ISO (International Organization for Standardization) è stata raccomandata nel 1963, sulla base dell'acuità uditiva di numerosi soggetti giovani, scelti in modo da escludere quelli con disturbi uditivi passati o in atto. Questa selezione fa sì che i valori di riferimento non possano essere considerati come valori medi della soglia di udibilità. L'uso stesso di uno zero audiometrico convenzionale, del resto, può dar luogo a vari inconvenienti, alcuni segnalati nel 1965 da E. C. Riley, J. H. Sterner, D. W. Fassett e W. L. Sutton, del laboratorio di medicina industriale della Eastman Kodak, altri da J. J. Egan e D. A. Metz nel 1968.

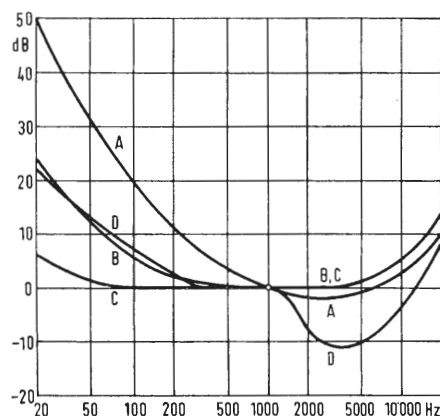
Nella tabella qui sopra sono raccolti i livelli sonori alle frequenze di prova, sia per le curve audiometriche di riferimento, sia per i valori medi (ottenuti dalla media aritmetica) e mediani (superati nel 50 % dei casi) delle misure effettuate da Riley sugli impiegati giovani (dai 16 ai 25 anni) della Eastman Kodak.

Frequenza di prova (Hz)	250	500	1000	2000	3000	4000	6000
Riferimento ASA 1951 (dBa)	39,5	25,0	16,5	17,0	16,0	15,0	17,5
Riferimento ISO 1963 »	24,5	11,0	6,8	8,5	7,5	9,0	8,0
Valore medio negli uomini »	35,3	21,5	12,6	15,1	14,2	19,9	22,5
» mediano » » »	31,0	18,0	9,4	11,2	9,4	15,0	17,8
» mediano nelle donne »	34,5	20,2	11,3	13,8	10,7	14,7	16,4
» mediano » » »	29,3	16,6	7,8	10,2	6,5	10,7	12,3

L'uso di uno zero audiometrico qualsiasi può essere paragonato al fatto di dare i risultati di un'analisi clinica in *percentuale rispetto al valore normale.* Tale sistema è stato abbandonato in quasi tutte le analisi perché, sebbene in apparenza più chiaro, in pratica ha portato a discordanze e a confusione nei risultati. Come il contenuto di emoglobina nel sangue viene oggi misurato in unità fisiche (e non più in percentuale rispetto a valori convenzionalmente presi come normali), così secondo Riley è consigliabile esprimere le soglie di udibilità dei vari soggetti in dB rispetto alla potenza assoluta di 1 pW/m² anziché rispetto a una curva convenzionale, i cui valori cambiano da frequenza a frequenza e da un aggiornamento all'altro.

Per le molte cause di errore che influiscono sui suoi risultati, l'audiometro non può essere considerato, comunque, uno strumento di precisione. Gli esperimenti di J. F. Jerger e T. M. Tillman (1959), per esempio, hanno messo in evidenza che la sola sostituzione dell'a parte esterna degli auricolari produce differenze di 15 dB sulla soglia e oscillazioni di 5 dB intorno alla curva media con la frequenza, mentre le prove di T. I. Hempstock (1966) e di N. P. Erber (1968) dimostrano che la diversità tra i valori di soglia riscontrati in molti soggetti, dovuta in gran parte alla differente impedenza acustica del loro canale uditivo (variabile con la razza e con l'età), si riduce notevolmente quando le prove vengono ripetute in aria libera.

In base a quanto visto nei paragrafi precedenti, inoltre, è chiaro che la curva della soglia di udibilità per i toni non esprime che uno degli aspetti della efficienza uditiva di un soggetto; altri aspetti, non meno importanti, sono l'estensione della dinamica, il tempo d'integrazione e la simmetria binaurale delle curve psicofisiche (controllabile paragonando l'intensità percepita con stimoli alternati tra i due orecchi). Accade abbastanza spesso, infatti, che la curva della soglia presenti un andamento irregolare, con grandi aumenti di livello a certe frequenze (specialmente intorno ai 4000 Hz), senza che il soggetto abbia mai notato una qualsiasi difficoltà nella comune percezione del suono.

(*continua*)

Nel N° 4 - Aprile 1969 de « l'antenna », rispondendo ad un questionario formulatoci dal signor Clementi, esprimemmo il proposito di approfondire l'argomento della larghezza di banda di fruscio; per tener fede alla parola spesa, facciamo ora seguire una breve nota per mettere in evidenza la relazione intercedente fra l'errore di fase dinamico, il rapporto segnale/disturbo e la larghezza di banda di disturbo. Quando si studia un generatore di segnale di riferimento per TVC, è abitudine esprimere l'errore di fase efficace per un dato rapporto segnale/rumore in funzione della larghezza di banda equivalente di disturbo.

Se il burst ha ampiezza A, il segnale in presenza del burst è $A \cos \omega_s t$, dove ω_s è la pulsazione corrispondente alla frequenza della subportante.

La presenza di un disturbo distribuito provoca fluttuazioni in questo segnale e gli errori di fase che ne conseguono sono di particolare interesse per il generatore di riferimento.

Detto $N(t)$ il disturbo istantaneo, variabile nel tempo, presente con il segnale dopo l'integrazione operata dal generatore di riferimento, si può considerare $N(t)$ come risultante dalla somma di due componenti di disturbo in quadratura tra loro:

$$N(t) = a(t) \cos \omega_s t + b(t) \operatorname{sen} \omega_s t \quad (1)$$

Se a e b sono le ampiezze istantanee proprie delle componenti in quadratura, la potenza di disturbo totale è data da:

$$N^2 = (a \cos \omega_s t + b \operatorname{sen} \omega_s t)^2 \quad (2)$$

che rappresenta il valore medio quadratico delle componenti seno e coseno, le loro ampiezze variano casualmente nel tempo.

Il valore medio quadratico dei segnali coseno e seno è la metà del quadrato dell'ampiezza, cioè:

$$N^2 = \frac{\overline{a^2}}{2} + \frac{\overline{b^2}}{2}$$

dove $\overline{a^2}$ è la media dei quadrati di tutte le componenti a, $\overline{b^2}$ è la media dei quadrati di tutte le componenti b.

Per simmetria: $\overline{a^2} = \overline{b^2}$, per cui

$$N^2 = \overline{a^2} = \overline{b^2} \quad (3),$$

cioè il valore efficace di ognuna delle componenti in quadratura è uguale al disturbo efficace N, ossia:

$$a_{eff} = b_{eff} = N_{eff}$$

Le ampiezze istantanee del segnale e del disturbo possono essere rappresentate dal diagramma vettoriale di fig. 1, in cui l'errore istantaneo di fase φ è definito dall'espressione:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{b}{A+a} \quad (4)$$

se $a \ll A$, potendo inoltre confondere la tangente all'arco, la (4) si riduce a:

$\varphi = \dfrac{b}{A}$ e quindi approssimativamente si ha

$$\varphi_{eff} = \frac{b_{eff}}{A} = \frac{N}{A} \quad (5)$$

Il disturbo efficace N, che appare nella (5) è quello presente assieme al segnale dopo l'integrazione da parte del generatore di riferimento.

Prima dell'integrazione, il disturbo ha il valore N_B nella banda B video (5 MHz per il sistema europeo); la potenza di disturbo è N_B^2 per la larghezza di banda B, ovvero è N_B^2/B per unità di larghezza di banda. In conseguenza, se il generatore di riferimento ha il tempo di integrazione T_m corrispondente alla larghezza di banda di disturbo f_N, la potenza disturbante dopo l'integrazione sarà $N_B^2 f_N/B = N^2$.

Allora

$$\varphi_{eff} = \frac{N}{A} = \frac{N_B}{A} \sqrt{\frac{f_N}{B}} \quad (6)$$

Ma il segnale è presente solo per una frazione α del tempo, dove α è il rapporto di durata del burst, cioè il rapporto tra il numero di cicli del burst e il numero di cicli della subportante contenuti in due periodi consecutivi di riga, il tempo di integrazione effettivo è αT_m, quindi la larghezza di banda effettiva di disturbo è f_N/α.

Introducendo il concetto di rapporto di durata α del burst, la (6) diventa:

$$\varphi_{eff} = \frac{N_B}{A} \sqrt{\frac{f_N}{\alpha B}} \text{ radianti} \quad (7)$$

ovvero

$$\varphi_{eff} = \frac{180}{\pi} \frac{N_B}{A} \sqrt{\frac{f_N}{\alpha B}} \text{ gradi} \quad (7')$$

Nel sistema europeo $B = 5$ MHz,

$$\alpha = \frac{16}{2 \cdot 4{,}429 \cdot 64} = \frac{16}{567} \simeq 0{,}0282,$$

avendo calcolato il rapporto di durata del burst in accordo alla definizione sopra riportata, per 8 cicli di burst, e ricordando che per la TVC europea la subportante di crominanza è 4,429 MHz. Allora dalla (7') si deduce:

$$\varphi_{eff} = \frac{180}{3{,}14 \sqrt{0{,}0282 \cdot 5 \cdot 10^6}} \frac{N_B}{A}$$

$$\sqrt{f_N} \simeq 0{,}153 \frac{N_B}{A} \sqrt{f_N} \quad (8)$$

Per un errore di fase dinamica di 5° efficace e per il rapporto segnale/disturbo $\dfrac{A}{N_B} = 0{,}5$ (cioè per un'ampiezza punta-punta del burst uguale al disturbo efficace), la corrispondente larghezza di banda di disturbo risulta:

$$f_N = \left(\frac{5}{0{,}153 \cdot 2}\right)^2 = 270 \text{ Hz}$$

Se la porta di eccitazione del generatore è aperta per un tempo maggiore, è maggiore il disturbo che può passarvi attraverso, quindi l'ideale sarebbe che la porta si aprisse immediatamente prima del burst e si chiudesse immediatamente dopo il burst. Se la larghezza della porta supera quella del burst nel rapporto di K a 1 e se la larghezza di banda di disturbo occorrente è f_N, il generatore deve essere progettato per una larghezza di banda di disturbo uguale a $f_N/\sqrt{K}$.

Ritornando al nostro caso, se la larghezza della porta del generatore presenta una larghezza $K = 1{,}5$ volte superiore a quella ideale, la larghezza di banda di disturbo del generatore diviene $f'_N = \dfrac{270}{\sqrt{1{,}5}} \simeq 220$ Hz.

Per ogni larghezza di banda di disturbo assegnata, l'errore efficace di fase è inversamente proporzionale al rapporto segnale/disturbo; pertanto, se un generatore è stato progettato per un particolare valore del rapporto A/N_B, esso assicura automaticamente minori errori dinamici in corrispondenza di rapporti segnale/disturbo più alti del valore di progetto.

Per un dato rapporto segnale/disturbo, l'errore di fase dinamica è proporzionale alla radice quadrata della larghezza di banda di disturbo. Così se si riduce di 4 volte la larghezza di banda di disturbo (per es. da 360 a 90 Hz) l'errore di fase dinamica si riduce a metà.

0954 - Sig. S. Tomasini - S. Daniele (Udine)

D. Mi rivolgo a Voi per sottoporvi due problemi.
1) Ho da tempo intrapreso la costruzione dell'alimentatore stabilizzato descritto a pag. 559 del n. 12/1965, ma giunto alla conclusione, ho avuto l'amara sorpresa di non vedere funzionare correttamente detto alimentatore. Ripreso in mano lo schema, dopo attento esame, mi accorsi che alcune omissioni erano state fatte.
Infatti, manca la possibilità di cambiare la tensione di riferimento (fornita dal partitore ai capi delle due 90C1) e la tensione di errore (fornita dal partitore collegato all'uscita) al cambiare della tensione di alimentazione. Così come stanno le cose il funzionamento dell'amplificatore differenziale è tale che variando la tensione di alimentazione, la tensione di uscita rimane pressoché costante per cui non vi è la possibilità di effettuare una corretta suddivisione della scala delle tensioni. Vi chiedo pertanto di volermi completare detto schema.
2) Ho intrapreso anche la costruzione dell'alimentatore stabilizzato descritto a pag. 538 del n. 12/1967 incontrando alcune difficoltà pratiche nel procurarmi taluni componenti:
a) che tipo di radiatore Philips mi consigliate di adottare per il transistore finale [ho adottato un 2N4348 della RCA che ammette una I_c = 10 A (30 A picco per un tempo di 40 μsec ad una V_{CE} = 40 V) ed una V_{CE} = 140 V oltre che una P_c = 120 W a 25°C] tenendo presente l'elevata resistenza termica entro giunzione ed involucro di questi tipi di transistori aventi contenitori del tipo TO3 (per il 2N4348 la RCA pone $R_{thj\text{-}mb}$ = 1,46°C/W);
b) di che tipo è il diodo posto fra collettore ed emettitore del transistore T_1 dello schema di fig. 3 (va bene un OA200?);
c) che potenza devono poter dissipare i diodi zener DZ1, DZ2 e DZ di fig. 3 e fig. 5?;
d) posso sostituire il thyristor 2N1775 con un BTY79/200 della Philips o un 2N1846 della G.E. o va meglio un BTY91/200?;
e) i diodi 1N1583 possono essere sostituiti con 4 diodi BYX28/400 (adottando la soluzione a ponte) della Philips?;
f) dove posso procurarmi i transistori tipo 2N2923 e 2N4060 o con quali della Philips posso sostituirli?
Concludo sottolineandovi che questi due alimentatori verranno utilizzati presso il Centro Radio Astronomico di S. Daniele.

R. Riguardo all'alimentatore di pag. 559 n. 12/1965, possiamo solo dirLe che il suo schema ci fu fornito da una delle maggiori fabbriche radio italiane, che lo usa nei suoi laboratori e dalla quale nulla di più possiamo ottenere. L'autorità di detta Casa ci indusse a pubblicare lo schema in oggetto; d'altronde qualche dubbio era sorto al ns. consulente, tanto da indurlo a consigliare l'acquisto di un alimentatore già costruito. Le sue giuste osservazioni giustificano tali dubbi. Per proporre modifiche di esito sicuro, occorrerebbero prove di laboratorio, di cui noi non disponiamo, per cui preferiamo astenerci dal suggerire varianti azzardate.
Passiamo ora al Suo secondo problema. Risposta alla domanda *a*): per il transistore tipo 2N4348 di produzione RCA si consiglia un dissipatore in ossido di Berillio 99 tipo AY36 oppure, in alternativa, tipo AY39 entrambi adatti per contenitori TO3. Le caratteristiche salienti di tali dissipatori — reperibili presso la ditta Marcucci & C., Via Fratelli Bronzetti 37, Milano — sono le seguenti: conducibilità calorifica a 100°C = 0,65; resistenza elettrica a 200°C = 10 Ω.
Risposta alla domanda *b*): il diodo in questione, contrassegnato sullo schema con la sigla D6, può essere del tipo 13J2A, serie 1,5 A (fabbricazione Thomson Huston) oppure BYX10 (produzione Philips).
Risposta alla domanda *c*): i diodi Zener DZ1, DZ2, DZ devono poter dissipare, in regime di sicurezza, una potenza di oltre 1 W, onde è consigliabile l'impiego della serie 1,5 W Philips, contenitore DO-1.
Risposta alla domanda *d*): la sostituzione del thyristor 2N1775 è possibile con un qualsiasi altro tipo capace di erogare una corrente efficace di 7A ed una sovracorrente di almeno 60 A.
Risposta alla domanda *e*): i diodi 1N1583 possono essere sostituiti da diodi Philips del tipo BYZ14.
Risposta alla domanda *f*): i transistori 2N2923 e 2N4060 sono reperibili presso la ditta Marcucci & C. (indirizzo già citato) oppure presso la ditta G. Vecchietti, via Libero Battistelli 6/6, Bologna. *(a.f.)*

0955 - Sig. F. Tornone - Vercelli

D. Mi rivolgo a Voi per alcuni quesiti su un impianto Hi-Fi che ho intenzione di installare. Premesso che esso verrà collocato in un locale di m 5 × 6 con medio assorbimento acustico e con gli altoparlanti sistemati agli angoli della parete minore, ecco i punti su cui gradirei avere il Vostro parere.
1) Come giradischi ho scelto il Lenco L77 con cartuccia Shure M55E. Vorrei conoscere il Vostro giudizio sul giradischi ed in particolare sul sistema di trascinamento del piatto, sul rumore di fondo e se il braccio lavora bene anche con pressione inferiore al grammo. Eventualmente alla Shure è preferibile qualche altra cartuccia dello stesso prezzo?
2) Quale amplificatore e sintonizzatore mi piacerebbero il Beolab 5000 e il Beomaster 5000. Pensate che la loro classe sia all'altezza del prezzo oppure consigliate qualche altra combinazione?
3) Sugli altoparlanti tengo maggiormente al Vostro parere tecnico, non essendoci la possibilità di provare in loco i diversi tipi di casse.
Tenuto conto delle caratteristiche del locale in cui andranno installate e della potenza sviluppata dall'amplificatore, 40 + 40 W a 8 Ω, non sarà eccessivo il volume anche usando casse « dure »? Quali casse consigliate tra le AR2ax, Fisher XP7, Jensen TF4 e TF3A, Goodmans Magnum-K e altre a Vostro giudizio.

R. 1) Il giradischi Lenco ha ottime qualità di costanza di giri, di stabilità meccanica, ma se l'altoparlante rende bene i bassi, si avverte talvolta una rumorosità di carattere elettrico proveniente dal motore, specialmente se il fonorivelatore è del tipo a riluttanza variabile, per l'induzione che ad esso si trasmette. La pressione inferiore a 1 gr. è pericolosa per qualsiasi giradischi. Si raccomanda la pressione minima di 2 o 2,5 gr. La testina Shure M55E ha il grande pregio di possedere la puntina ellittica, e questo fatto da solo è sufficiente a giustificarne la scelta; tenendo poi presenti le altre sue ottime caratteristiche (risposta da 20 Hz a 20 kHz) è senz'altro raccomandabile il suo uso.
2) Tra gli amplificatori di potenza, quelli da Lei menzionati figurano assai bene e nulla di sfavorevole si può dire di essi. Sono naturalmente possibili varie combinazioni (Fisher, McIntosh, Grundig, Sherwood ecc.).
3) Un amplificatore 2 × 40 W è sufficiente a sonorizzare una piazza. In pratica, la potenza

sfruttata in ambienti domestici è di gran lunga minore, quindi scarso è il pericolo di sovraccaricare i contenitori acustici. È caratteristica degli impianti di alta fedeltà, l'equipaggiamento con amplificatori di grande potenza, per avere una grande riserva nella riproduzione indistorta dei transienti; ben raramente si sfrutta in ambiente domestico la piena potenza degli amplificatori, perché ciò riuscirebbe penoso agli ascoltatori, altererebbe i livelli musicali originali (scostandosi così dall'alta fedeltà) e infine condurrebbe inevitabilmente al Commissariato di P.S. in seguito a denunce sporte dal buon (ma non troppo) vicinato. Circa le casse acustiche è consigliabile l'AR2, che richiede una grande potenza di pilotaggio. Pur tenendo conto che la potenza utilizzata è molto minore di quella massima, gli altoparlanti devono poter sopportare quest'ultima senza difficoltà; allora tipi da 25 W appaiono scarsi, (Goodmans Magnum K, Fisher XP5 ecc.), il Fisher XP7 potrebbe già essere usato, ma è preferibile il Fisher XP10 (Woofer da 15").
La scelta dei componenti alta fedeltà è soggettiva (oltre che economica) in quanto questi materiali sono spesso da porsi sullo stesso piano di bontà, le differenze essendo sfumature avvertibili solo da un orecchio particolarmente esercitato musicalmente. *(a.f.)*

0956 - Sig. E. Fiorletta - Latina

D. Essendo mia intenzione realizzare il preamplificatore Acoustech II da Voi presentato sul n° 2/67 in versione monofonica ed in otto esemplari da utilizzare in un complesso per registrazioni ad otto canali miscelabili a quattro a quattro ed impiegante un Akai X300, Vi sarò grato se vorrete darmi alcuni chiarimenti circa lo schema del predetto centro di controllo.
Desidererei conoscere il valore del compensatore posto tra i punti tre e quattro dello schema e quello dell'altro compensatore posto in parallelo alla resistenza da 680 kΩ collegata all'emittore del 2N404; inoltre vorrei mi indicaste le caratteristiche del trasformatore di alimentazione e se possibile le tensioni e correnti di lavoro dei vari transistori.

R. Il compensatore fra i punti 3 e 4 (16 e 17) si aggira intorno a 1 nF; non è facile trovare un compensatore di questo valore, per cui consigliamo di usarne uno da 100 pF e di mettergli in parallelo per tentativi condensatori fissi di 100, 200, 400, 500, 700, 900 pF (facili da combinare), ricercando il valore che renda ben efficace il controllo degli acuti.
Il compensatore in parallelo alla resistenza 680 kΩ deve essere 100 pF circa.
Purtroppo l'A.T.L. Inc. non pubblica dati di tensioni e correnti dei suoi amplificatori. Si può qui ritenere che la tensione secondaria alternata sia di circa 100 V c.a., e che la tensione continua agli anodi del raddrizzatore a ponte (armatura negativa dell'elettrolitico 350 nF/100 V) sia di circa — 50 V c.c.
Si tenga presente che il transistore 2N404 ammette la tensione massima V_{CBO} = — 25 V e che il 2N404A ammette V_{CBO} max = — 40 V. La potenza del trasformatore è di 8 W. *(a.f.)*

0957 - Sig. A. Agostini - Roma

D. Dopo aver iniziato il Cosmos II dell'Alfar (*antenna*, marzo '66), riesumato l'ottobre scorso, mi son trovato, nel numero di novembre davanti al Cosmos III. Non essendo riuscito a reperire in nessun magazzino di Roma alcuni dei transistori per il Cosmos III, vorrei sostituirli con i loro equivalenti approssimati: gli ACY38 con gli AC107, gli SFT584 con gli AC128 (AC126), ma il vero problema riguarda l'alimentazione e due transistori dell'amplificatore di potenza, SFT298 e 2N698 per l'amplificatore di potenza; 2N174, SFT234 e Z68A per l'alimentazione (supposto che i BY116 possa sostituirli con i BYY20 o 21). Potete indicarmi le sostituzioni possibili oppure devo comprarmelo già montato?

R. Purtroppo la maggior parte dei semiconduttori impiegati nel Cosmos III non hanno sostituti. Le uniche sostituzioni che possiamo indicare con sicurezza sono le seguenti:
2N698 sostituibile con 2N1893A, 2N7008, 2N2243, 2N2435, 2N2436, 2N2440, 2N2443, fabbricati anche dalla Fairchild Semiconductor Corp. e dalla Raytheon.
2N174 sostituibile con 2N1100, 2N1412, CTP 1500, CT1503, CTP3500, CTP3503 fabbricate anche dalla RCA.
SFT234 sostituibile con SFT235 fabbricati dalla Mistral e dalla Compagnie Générale de T.S.T.
Per gli altri Le consigliamo di rivolgersi alla « Magnétic France, 175 Rue du Temple, Paris 3e - (Francia), che con ogni probabilità potrà o fornirle direttamente o indicarle dove reperire i componenti del Cosmos III.
La soluzione più semplice è indubbiamente quella da Lei prospettata di acquistare l'amplificatore finito.
Circa il condensatore di valore dubbio, pensiamo ch'Ella voglia riferirsi a quello corrispondente alla posizione 3 del commutatore d'ingresso, il valore corretto è 220 nF = 0,22 μF. *(a.f.)*

0958 - Sig. L. Magrini - Firenze

D. Nel n. 5 del maggio 1967 avete presentato lo schema per la realizzazione di un organo elettronico. Essendo interessato alla realizzazione, mi sono trovato di fronte a piccole difficoltà.
Presso quale ditta si possono reperire le due tastiere, i commutatori della scatola dei timbri, la basetta ausiliaria 2 × 37, la piastra a circuito stampato già accordata, e le bobine « self 63 » della scatola dei timbri?
Non avendo trovato corrispondenti dei transistori MF2, NR2, ed MF1, ho montato serie di transistori NPN e PNP Philips AC127 ed AC128 (invertendo in questo caso la polarità di alimentazione a tutto il divisore); domando se per le altre basette e le altre parti ciò può portare qualche variazione, oppure se posso montare (vedi riverbero) sempre AC127 al posto di MF2.

R. Per quanto i transistori AC127 e AC128 non siano precisamente equivalenti all'MF2 (di cui non esiste un sostituto vero e proprio), l'uso di detti transistori Philips non deve comportare inconvenienti di rilievo.
I componenti dell'organo elettronico della Magnétic France, devono essere richiesti a questa Ditta, di cui le forniamo l'indirizzo, dato che in Italia non sono reperibili:
Magnétic France - 175, Rue du Temple - Paris 3e (Francia). *(a.f.)*

0959 - Ditta UNUS - Padova

D. Vi saremmo grati se poteste fornirci indicazioni bibliografiche circa il progetto e la costruzione di una camera anecoica per misure acustiche, di dimensioni interne: lunghezza 9 m, larghezza 4 m, altezza 3 m.
Gradiremmo avere indicazioni circa la scelta del materiale assorbente, le dimensioni dei cunei assorbenti e la disposizione degli stessi.

R. L'argomento che ci proponete non può essere trattato in una lettera di risposta. Pensiamo che Vi possano risultare più utili le descrizioni di camere anecoiche già costruite e che hanno dato esito soddisfacente.
Vi riportiamo quindi le pubblicazioni per l'argomento in oggetto:
Rivista *alta fedeltà* (ed. Il Rostro, esaurita):
n. 3, marzo 1961 - Le camere anecoiche per la misura dei trasduttori elettroacustici. pag. 71-74. F. Simonini.
n. 4, aprile 1961 - Come viene realizzata una camera acustica. pag. 103-106. F. Simonini.
Se, come probabile, Voi non disponete o non potete reperire questi due numeri della ns. cessata rivista, potremmo inviarVi le copie fotografiche dei due articoli dell'Ing. F. Simonini, addebitandoVi le spese. (Sono trattati: il dimensionamento delle camere acustiche; le più importanti camere anecoiche esistenti; l'isolamento acustico; la struttura esterna della camera acustica; la disposizione in file alternate dei cunei di lana di roccia montati su telaio metallico, con orientamento a cuspide; gli apparati di misura; il collaudo di una camera acustica).
— Rivista IBM - 1957 - Costruzione di una camera anecoica-Sacerdote.
— Audiotecnica - 1957 - Le camere anecoiche - Albonetti.
— Audiotecnica - 1957 - La camera anecoica dello Stato di Pennsylvania - Berger e Ackermann.
— Haute Fidelité - 1953 - La Chambre sourde du « G.P.O. » - G. A. Briggs;
— Tecnica Elettroacustica - 1955 - La camera della Jensen - G. Mannino Patané.
— Acoustic Measurements - 1956 - Anecoic Chambers - L.L. Beranek.
— Journal Acoust. Soc. Amer. (J.A.S.A.), n. 18 - 1947 - pag. 140-150 - Design and construction of anechoic Chambers - L.L. Beranek e H.P. Sleeper jr. *(a.f.)*

0960 - Sig. M. Floriani - Roma

D. Ho costruito con successo il preamplificatore AA11 Heath del quale però non riesco ad individuare il valore della bobinetta del filtro, che viene indicata con 2,2 H. Potreste dirmi se si tratta di henry oppure millihenri? E anche come ottenerla, cioè numero spire, dimensioni ecc.
Inoltre mi occorrerebbe sapere il valore dei 3 componenti adatti per ottenere le 2 curve LP e AES tenendo presente che esistono già i componenti per la curva RIAA, quindi basterebbe variare opportunamente quei valori. Aggiungo che la risposta è veramente lineare (intendo di tutto il complesso) senza equalizzatore e con i toni a metà corsa.
Aggiungo, solo se vi è possibile di dirmi dove posso trovare lo schema dell'amplificatore finale che la Philips ha fatto per il suo trasformatore d'uscita PK51099, che ho comperato ma purtroppo non posso utilizzare. Ho scritto anche alla Philips di Milano ma senza risultato.

R. 1) La bobina segnata 2,2 Hy (che non figura nella copia dello schema dell'AA.11 in nostro possesso) deve essere 2,2 H dovendo provocare una fortissima attenuazione delle alte frequenze. A 10 kHz, l'impedenza risulta $6{,}28 \times 2{,}2 \times 10^4 = 138$ kΩ, che bene si accorda con la resistenza in parallelo di 220 kΩ. Non possediamo i relativi dati costruttivi, ma non Le sarà difficile, sfogliando i cataloghi G.B.C. o Geloso, reperire un'induttanza di 2,2 H già costruita.
2) L'equalizzazione è dal 1954 limitata alle 2 curve RIAA e CCIR ben poco differenti tra loro. La curva AES è praticamente coincidente con la RIAA (detta perciò nuova AES) avendo servito di base per la determinazione della CCIR. Pure la caratteristica Long Play è vicinissima alla curva norma-

lizzata CCIR in quanto la normalizzazione è stata effettuata proprio con l'avvento del disco microsolco L.P. È vero che anziani appassionati possiedono vecchie discoteche di dischi a 78 giri e che negli attuali amplificatori non si trova la curva di equalizzazione corrispondente, ma bisogna pensare che non può esistere, in quanto ai tempi di Caruso, della Tetrazzini, di Pertile ed anche di Gigli, l'incisione dischi si effettuava secondo criteri particolari di ogni singola casa e comunque con le alte frequenze ben al disotto di 5 kHz. Tenendo conto soprattutto di quest'ultima circostanza, l'unica cosa da fare per riprodurre i vecchi dischi è di giocare con i controlli di tono, attenuando gli acuti ed esaltando (ma non troppo) i bassi. Non è possibile una maggior approssimazione alle vecchie curve di registrazione, delle quali non sono più reperibili i dati.

3) Le accludiamo uno schema Philips di amplificatore 20 W facente uso del T.U. PK51099 per push-pull di EL34. *(a.f.)*

0961 - Sig. S. Masala - Genova

D. Vi sarei molto grato se mi indicaste dove potrei rivolgermi per avere una cartina mondiale indicante tutte le stazioni radiantistiche del mondo.

Colgo l'occasione per chiedervi se la rivista *ALTA FEDELTÀ* da voi pubblicata alcuni anni fa, esce ancora, dato che non sono più riuscito a trovarne in nessuna edicola. Un vero peccato che non esca più, perché era l'unica che trattasse argomenti di bassa frequenza, con articoli e argomenti veramente interessanti.

R. Per avere la cartina che le interessa deve rivolgersi a:

Associazione Radiotecnica Italiana, V.le Vittorio Veneto 12, Milano.

La Rivista *alta fedeltà* da diversi anni non si pubblica più. È rimasta comunque *l'antenna* sulla quale Vi è una rubrica di dieci pagine circa, dedicata appunto all'alta fedeltà, nella quale potrà trovare, in sintesi, gli argomenti più interessanti in campo elettro acustico. *(a.f.)*

0962 - Sig. D. Codini - Roma

D. Vi prego di volermi inviare alcuni schemi elettrici di oscillatori a quarzo transistorizzati (10.000-12.000 Hz) per la costruzione di orologi a quarzo.

R. Gli oscillatori a quarzo a tubi elettronici e a transistori sono trattati esaurientemente nel libro: « Oszillatoren mit Schwingkristallen», autore Werner Herzog, edizione Springer-Verlag (Berlin/Göltingen/Heidelberg).

Questo volume porta alla fine una vasta bibliografia dell'argomento, dove Ella potrà reperire altre fonti d'informazione circa gli oscillatori piezoelettrici a semiconduttori. *(a.f.)*

0963 - Sig. L. Ferrari - Crotone (Catanzaro)

D. Tempo fa venni in possesso di un preamplificatore Leak tipo Varislope (il cui schema elettrico m'è capitato per puro caso e si trova nel 10/1964). Mi sarebbe di aiuto lo schema elettrico di uno stadio finale amplificatore Leak tipo TL12 oppure TL25, che utilizzerei a scopo di studio, poiché sono ormai alla fine dei miei studi e ottenendo la laurea in elettronica.

Per avere una documentazione degli apparecchi elettronici in commercio, Vi pregherei di fornirmi un elenco completo di tutte le annate dell'Antenna, con i rispettivi indici degli articoli pubblicati finora, in modo da costituire uno schemario.

R. Le inviamo copia degli schemi elettrici degli amplificatori Leak TL12 Plus e « Stereo 20 » secondo la Sua richiesta.

In quanto allo schemario degli apparecchi elettronici, La preghiamo dal dispensarci del gravoso compito di estrazione degli schemi di tutte le annate de *l'antenna*, anche perché la rivoluzione apportata dai semiconduttori ha reso obsoleti, o addirittura fatti scomparire, molti degli apparecchi da noi descritti nel corso degli anni. Miglior partito per Lei, ci sembra, è di richiedere i cataloghi della Larir International (Milano, V.le Premuda 38/A) per l'alta fedeltà; della Ditta Belotti Ing. S. & Agostino (Milano, Piazza Trento 8) per gli strumenti di misura; della Philips Elettronica (Milano, Piazza IV Novembre, 5) per alta fedeltà e strumenti di misura.

Molti altri fabbricanti saranno contenti di fornirLe i cataloghi dei loro prodotti o di quelli delle loro consociate. *(a.f.)*

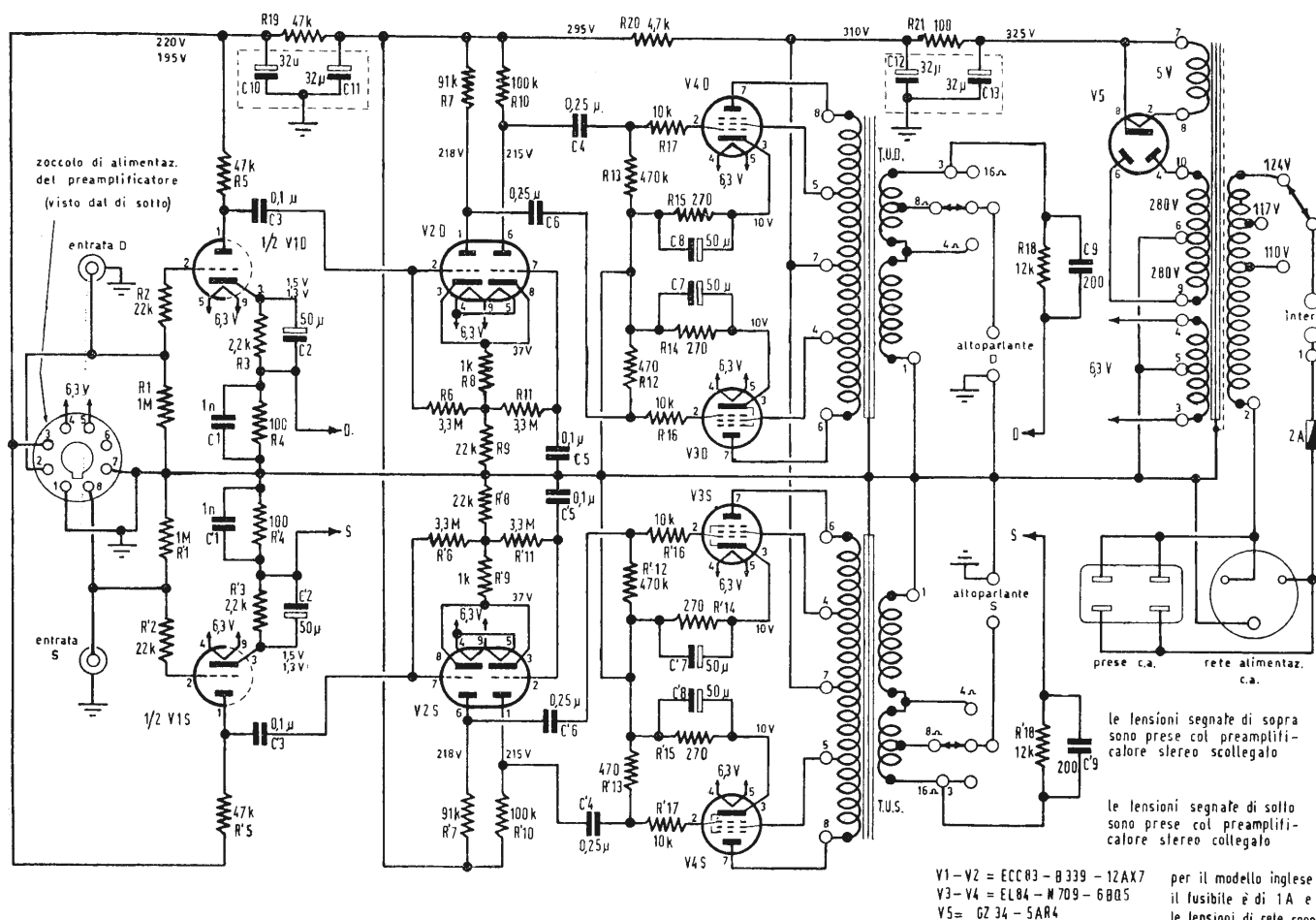



Fig. 1/0962

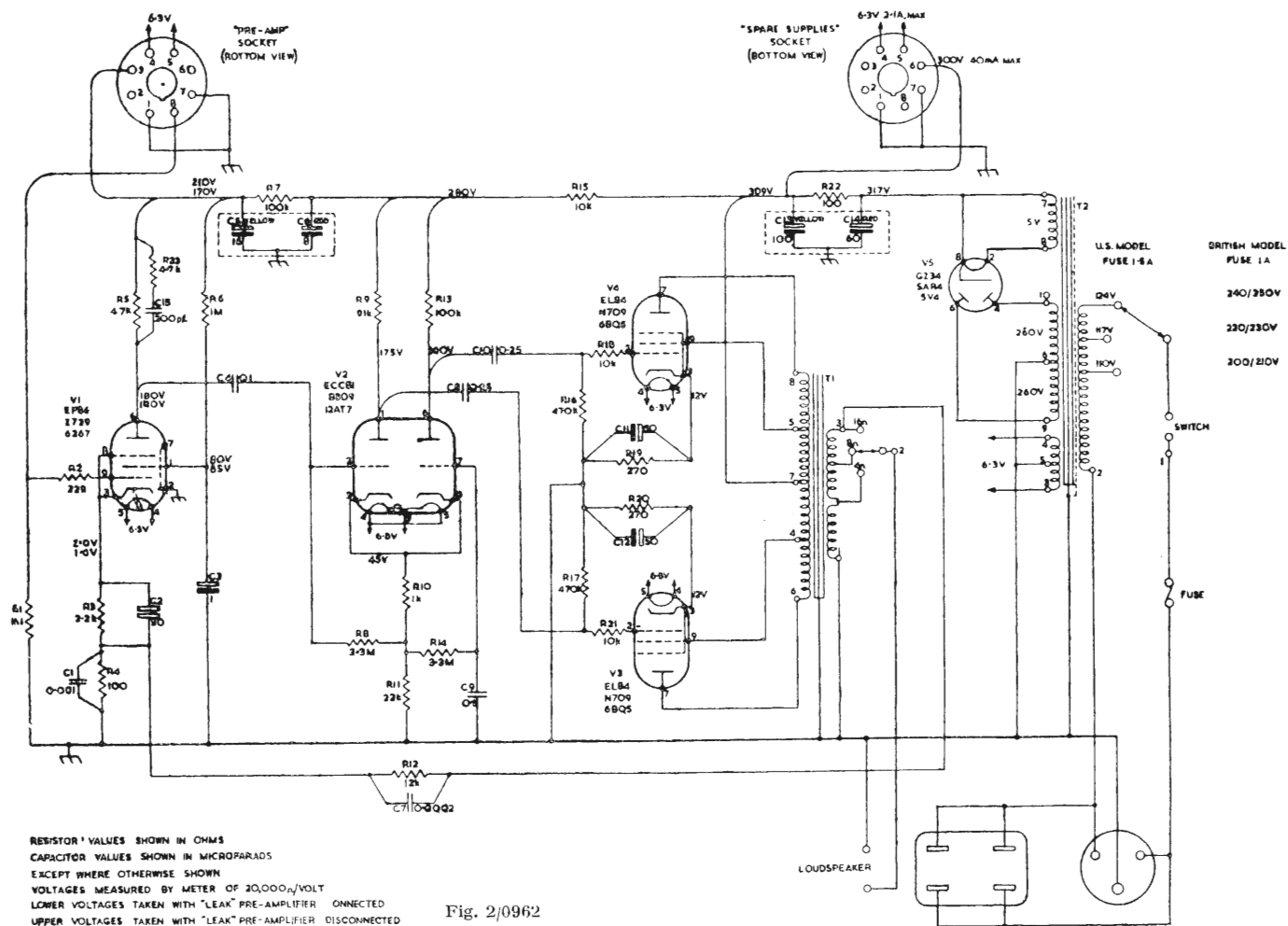



Fig. 2/0962

Nuove funzioni complesse CCSL

La SGS ha arricchito la gamma dei dispositivi per funzioni complesse CCSL con due nuovi elementi che consentono di progettare sistemi digitali ad alta velocità più compatti e con più alto grado di affidabilità. Il loro impiego consente inoltre una notevole riduzione dei costi di produzione.

I nuovi elementi comprendono dispositivi per l'integrazione digitale, la conversione, la memorizzazione, la scelta delle informazioni e per il controllo delle decisioni.

Oltre a ridurre il numero delle interconnessioni di sistemi richieste durante la produzione delle apparecchiature, i nuovi dispositivi aumentano l'affidabilità e riducono il numero dei contenitori, nonchè le dimensioni totali del sistema.

Il primo dei due nuovi elementi ad essere annunciato è un contatore sincrono decadico decimale codificato binario (codice 8421) preposizionabile, denominato T 156, capace di contare in entrambe le direzioni a velocità maggiori di 15 MHz.

Il dispositivo T 156 rappresenta quindi il primo contatore monolitico in salita e in discesa disponibile sul mercato. Esso è contato in contenitore dual-in-line a 24 piedini ed è destinato ad una vasta gamma di applicazioni per conteggio, per integrazione digitale e per conversione.

Il secondo elemento CCSL per funzioni complesse, annunciato dalla SGS, è il registro a scorrimento doppio a 8 bits T 160. il T 160 è in grado di spostare i dati a velocità maggiori di 20 MHz ed è costituito da 2 registri seriali a scorrimento a 8 bits, ciascuno con un multiplexer a 2 ingressi e con uscite seriali complementari.

Il T 160 è stato appositamente progettato per applicazioni in memorizzazione a riciclo, memorie ad alta velocità e sistemi di presentazione dei dati. Il T 160 è racchiuso in contenitore DIP a 16 fili e opera nelle gamme di temperatura standard o estesa. (*sgs*)

ADMIRAL mod. T23S6 - T23S8 (chassis IT17C2A IT17C2B)

Supertester 680 R / ATTENZIONE R come Record!!

MILANO ICE ITALY

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura!
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE!!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 250 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 20.000 μF in quattro scale.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura.
Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI!!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico.
Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
Essi infatti, sia in Italia che nel mondo, sono sempre stati i più puerilmente imitati nella forma, nelle prestazioni, nella costruzione e perfino nel numero del modello!!
Di ciò ne siamo orgogliosi poichè, come disse Horst Franke **« L'imitazione è la migliore espressione dell'ammirazione! ».**

PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 12.500** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R:** amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* MOD. 662 I.C.E.
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (ß) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 6.900** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.**
Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 12.500** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 3.900** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp* per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 7.900** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

Prezzo netto: **L. 2.900**

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: **L. 3.900**

SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale: da — 50 a + 40 °C e da + 30 a + 200 °C

Prezzo netto: **L. 6.900**

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) **MOD. 32 I.C.E.** per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

Prezzo netto: **L. 2.000 cad.**

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

VIA RUTILIA, 19/18
20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6